

Nuevo Control de Corriente para Motores de C.A.

Ricardo G. Sanfelice

5 de Diciembre, 2001

Contents

Agradecimientos	iii
Resumen	iv
Introducción	v
1 Motor de Inducción de Corriente Alterna	1
1.1 Resumen	1
1.2 Introducción	1
1.3 Modelo matemático del MI en condiciones dinámicas de funcionamiento	2
1.4 Representación gráfica del MI mediante variables complejas	8
1.4.1 Introducción a la Representación Gráfica del MI con Variables Complejas	8
1.4.2 Representación Gráfica del MI con Variables Complejas	10
1.5 Implementación del modelo del MI	14
1.5.1 Formulación del modelo a implementar	14
1.5.2 Ensayo para estimación de los parámetros del MI	19
1.5.3 Simulación del modelo del motor de inducción	25
1.5.4 Conclusiones	27
2 Controles de Corriente de Motores de Inducción	28
2.1 Resumen	28
2.2 Introducción	28
2.3 Control de Corriente por Histéresis	30
2.3.1 Introducción teórica	30
2.3.2 Simulación del Control de Corriente por Histéresis	33
2.3.3 Conclusiones	35
2.4 Controles de Corriente Predictivos	36
2.4.1 Introducción teórica	36
2.4.2 Simulación del Control de Corriente Predictivo	37
2.4.3 Conclusiones	45
2.5 Conclusiones	46

3	Método de Control de Corriente Propuesto	47
3.1	Resumen	47
3.2	Introducción	47
3.3	Estrategia de Control	48
3.3.1	Detección de la ubicación del vector $\Delta \mathbf{i}_s$	52
3.3.2	Detección de la ubicación del vector \mathbf{u}	53
3.3.3	Calculo del vector óptimo \mathbf{u}_s^*	54
3.4	Topología del Controlador	56
3.5	Simulación del Método de Control	58
3.6	Conclusiones	60
4	Implementación y Experimentación del Nuevo Método de Control de Corriente	62
4.1	Resumen	62
4.2	Introducción	62
4.3	Hardware de la Implementación	63
4.3.1	Fuentes de Alimentación del Sistema	63
4.3.2	Sensores de Corriente	64
4.3.3	Módulo de Control	65
4.3.4	Módulo de Potencia	69
4.3.5	Motor de Inducción	69
4.4	Software de la Implementación	70
4.4.1	Inicialización	70
4.4.2	Interrupciones	71
4.4.3	Adquisición	71
4.4.4	Cálculo	71
4.5	Resultados Experimentales	82
4.6	Conclusiones	83
5	Conclusiones	84
A	Apendice Vectores Espaciales	87
A.1	Bobina orientada	87
A.2	Sistemas trifásicos	88
A.3	Tensión generada por un inversor de tensión	89

Agradecimientos

Este trabajo de investigación no hubiera sido posible sin la confianza y el apoyo de mi director y de mi codirector, quienes me ayudaron en todo momento y me apoyaron para llegar a cumplir con las metas planteadas al comienzo del mismo.

Quiero agradecer a todos los integrantes del Laboratorio de Instrumentación y Control, quienes con su continua asistencia y colaboración posibilitaron la concreción de este proyecto. También agradezco a todos mis compañeros de carrera y a todos los pertenecientes al Departamento de Electrónica quienes supieron entenderme y acompañarme en toda la investigación.

Este trabajo está dedicado a mis padres, Alicia y Adolfo, a mi hermano y a su esposa, quienes incondicionalmente me ayudaron, apoyaron y alentaron para la consecución de mis objetivos.

Ricardo Gabriel Sanfelice
5 de diciembre de 2001

Resumen

En el presente proyecto se realiza un análisis comparativo de los distintos controles de corriente de motores de inducción de corriente alterna (CCIM) de más aplicación en la industria y a partir de los resultados se desarrolla un nuevo método de control que reduce el ripple de corriente sin aumentar las pérdidas de conmutación.

Los métodos de control y el modelo del motor de inducción de corriente alterna se simularon con MatLab. Los resultados obtenidos de las simulaciones fueron corroborados en un sistema real compuesto con un motor de 1CV y un controlador basado en el kit de desarrollo ADMC401-ADVKIT de Analog Devices, pudiéndose comprobar que la reducción del ripple de torque electromagnético, con el nuevo método de control, fue superior al 50% respecto de los métodos de control conocidos.

Introducción

Los controles de corriente para motores de inducción (CCMI) que se utilizan hoy en día constan de un circuito de control, comunmente un DSP ó un microprocesador de alta velocidad, el cuál controla a un inversor que alimenta a un motor de inducción de corriente alterna (MI). Debido a que el inversor está formado por transistores que trabajan en conmutación, las señales que este inversor entrega presentan ruido de conmutación que la máquina no llega a filtrar. Las estrategias de control afectan el ripple de corriente estatórica del motor. Lo cual a su vez está directamente relacionado con el ripple del torque electromagnético. Este parámetro es fundamental a la hora de analizar la calidad de un CCMI. Por tal razón se ve necesario realizar un nuevo método de control de corriente que minimice este ripple.

Para demostrar esta característica importante de los CCMI, se analizan dichos métodos de control presentando los resultados en una tabla comparativa y se explican los motivos básicos de la performance observada en cada uno.

Los elementos consitutivos de un CCMI se muestran en la figura I.1.

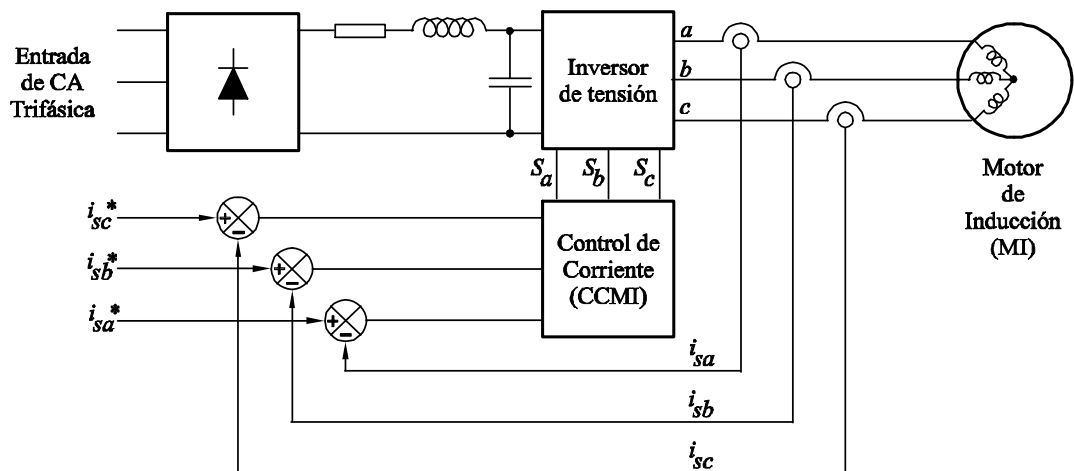


Figura I.1: Sistema de control de corriente con inversor de tensión (VSI) y control PWM

Como se ve, es de suma importancia contar con un modelo del motor de inducción para analizar la performance de los CCMI y las diferentes estrategias de control que se apliquen.

De tal manera, en el capítulo 1 se desarrolla el modelo del motor de inducción de corriente alterna obteniéndose una representación gráfica en variables complejas del mismo

para simplificar su comprensión. Se caracteriza el motor a utilizar en la implementación y se realizan ensayos para la estimación de sus parámetros. Finalmente, se simula el motor en el programa Simulink de MatLab y se muestran los resultados.

Como segunda instancia, en el capítulo 2, se presentan los métodos CCMI más versátiles y se simulan los métodos de control de corriente por histéresis y óptimo en coordenadas estáticas y rotóricas. Se indican los resultados y se establecen sus ventajas y desventajas en una tabla comparativa.

En el capítulo 3 se presenta el método de control propuesto para reducir el torque electromagnético del motor. Se establecen los fundamentos teóricos y se implementa en Simulink para indicar el comportamiento del mismo.

El último capítulo, el capítulo 4, contiene todo lo referido a la implementación técnica del CCMI. Se presentan todas las características del hardware utilizado y los resultados experimentales.

Para finalizar, se presentan las conclusiones del proyecto y las propuestas para trabajos futuros.

Chapter 1

Motor de Inducción de Corriente Alterna

1.1 Resumen

En el presente capítulo se obtiene el modelo matemático del motor de inducción de CA (MI) con el propósito de realizar un análisis comparativo de los métodos de control de corriente que se estudiarán en la presente tesis.

Luego se obtiene una representación gráfica del MI con variables complejas, facilitando así la comprensión de su funcionamiento.

Finalmente, se presentan los ensayos eléctricos realizados sobre el MI para la estimación de sus parámetros y se simula el modelo en MatLab.

1.2 Introducción

El motor de inducción de corriente alterna (MI) es la máquina eléctrica más utilizada en la industria. Esto es debido a su construcción simple y robusta, rangos de velocidad y potencia amplios, mantenimiento casi nulo, dada la ausencia de escobillas, y alto rendimiento [12].

En las aplicaciones donde la velocidad o la posición deben ser controladas en un amplio intervalo, el empleo del MI requiere un sistema de control sofisticado. Este tipo de controladores combinan electrónica de potencia con electrónica de control.

Hoy en día se intenta reducir a un máximo la complejidad de los controladores de los MI y es así como nacen diferentes estrategias de control para esta planta complicada [12].

Para evaluar las diferentes estrategias de control, se necesita un modelo matemático del MI que se aproxime con mayor precisión posible al real. El estudio del modelo de esta máquina en diferentes sistemas de referencia y variables, fue ampliamente desarrollado por P. Vas [13] [14], Leonhard [7] y Holtz [2], entre otros. Los diferentes enfoques de cada uno de ellos posibilitan la comprensión del modelo del MI. La complejidad misma

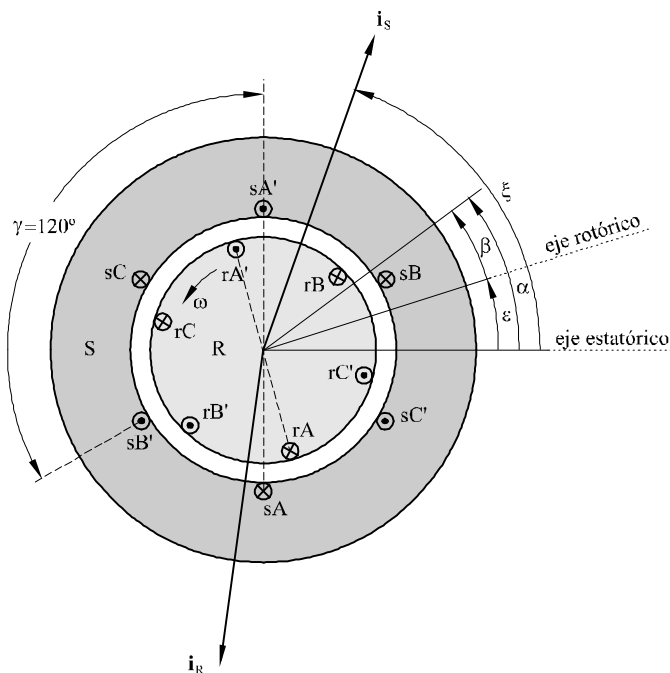


Figure 1.1: Corte transversal de un motor de inducción simétrico

motivó a los autores antes mencionados a desarrollar métodos de desacople, linealización y orientación diferentes para cada aplicación.

1.3 Modelo matemático del MI en condiciones dinámicas de funcionamiento

El MI posee uno o más pares de polos estatóricos, cuyos bobinados se conectan normalmente en estrella y con el neutro aislado [7]. Por sencillez en la exposición, el modelo que se considera es el de un motor de sólo dos polos. En cuanto al rotor, éste puede ser del tipo jaula de ardilla o de rotor bobinado, y en ambos casos se considera que los bobinados rotóricos se conectan en estrella con su neutro aislado.

En la figura 1.1 se muestra un diagrama esquemático del MI. El mismo está compuesto por el estator S y el rotor R . En el estator aparecen los tres bobinados estatóricos representados por las espiras $sA-sA'$, $sB-sB'$ y $sC-sC'$ con N_s espiras cada uno. Lo mismo para los tres bobinados rotóricos, $rA-rA'$, $rB-rB'$, y $rC-rC'$ con N_r espiras. Cada juego de bobinados, estatórico y rotórico, tienen sus tres bobinas separadas espacialmente por un ángulo fijo, de un valor $\gamma = 120^\circ$. Tomado como eje de referencia del sistema al eje estatórico, perpendicular al eje de la espira $sA-sA'$, el ángulo $\varepsilon(t)$ representa la posición angular instantánea entre este eje y el del rotor. Este último se sitúa arbitrariamente en posición ortogonal al plano de la espira estatórica $sA-sA'$. Por lo tanto, $\omega(t) = d\varepsilon(t)/dt$

es la velocidad angular instantánea del rotor. El ángulo α es la coordenada angular genérica referida al eje estatórico. Análogamente, β es la coordenada angular genérica en el rotor referida al eje rotórico (\perp rA-rA').

Las corrientes que circulan por los bobinados estatóricos, $i_{sA}(t)$, $i_{sB}(t)$ e $i_{sC}(t)$ cumplen la restricción que su suma debe ser cero ante la ausencia del neutro. A causa de estas corrientes se producirá en el entrehierro una fuerza magnetomotriz (f.m.m.) Θ_s , la cual es función de α y de t [7]:

$$\Theta_s(\alpha, t) = N_s [i_{sA}(t) \cos(\alpha) + i_{sB}(t) \cos(\alpha - \gamma) + i_{sC}(t) \cos(\alpha - 2\gamma)] \quad (1.1)$$

Reemplazando a la función $\cos(\alpha)$ por su equivalente exponencial en (1.1) y reescribiendo la corriente i_s como un vector se obtiene:

$$i_s(t) = i_{sA}(t) + i_{sB}(t)e^{j\gamma} + i_{sC}(t)e^{j2\gamma} \quad (1.2)$$

$$i_s^*(t) = i_{sA}(t) + i_{sB}(t)e^{-j\gamma} + i_{sC}(t)e^{-j2\gamma} \quad (1.3)$$

$$\Theta_s(\alpha, t) = \frac{N_s}{2} [i_s(t)e^{-j\alpha} + i_s^*(t)e^{j\alpha}] \quad (1.4)$$

donde i_s^* es el complejo conjugado de i_s .

Utilizando la definición de vectores espaciales [13], se puede obtener:

$$\Theta_s(\alpha, t) = N_s \mathbf{i}_s(t) \quad (1.5)$$

donde

- Θ_s f.m.m. que se produce en el entrehierro debido a las corrientes estatóricas.
- \mathbf{i}_s vector espacial de corriente equivalente en los bobinados estatóricos referidos al eje estatórico.

Debido a la variación temporal de la f.m.m. estatórica, se producirá un flujo magnético en el entrehierro que inducirá tensiones y corrientes en los bobinados rotóricos. Se puede realizar un análisis equivalente para encontrar la f.m.m. Θ_r producida por las corrientes rotóricas, obteniéndose:

$$\Theta_r(\alpha, \varepsilon, t) = \frac{N_r}{2} [i_r(t)e^{-j(\alpha-\varepsilon)} + i_r^*(t)e^{j(\alpha-\varepsilon)}] \quad (1.6)$$

$$\Theta_r(t) = N_r \mathbf{i}_r(t) \quad (1.7)$$

donde

- \mathbf{i}_r vector espacial de corriente equivalente en los bobinados rotóricos referidos al eje rotórico.

La f.m.m. Θ resultante en el entrehierro debido al efecto conjunto de las corrientes estatóricas y rotóricas se expresa, utilizando el principio de superposición, como:

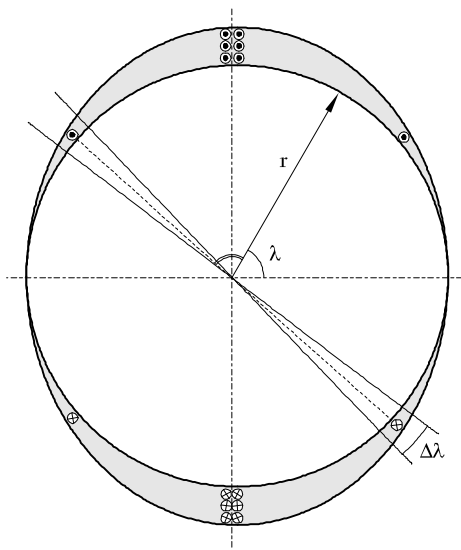


Figure 1.2: Distribución espacial de los bobinados de un motor de inducción.

$$\Theta(\alpha, \varepsilon, t) = \Theta_r(\alpha, \varepsilon, t) + \Theta_s(\alpha, t) \quad (1.8)$$

La f.m.m. $\Theta(\alpha, \varepsilon, t)$ en el entrehierro del motor producirá en el circuito magnético una densidad de flujo B_s en el estator que viene dada por [7]:

$$B_s(\alpha, \varepsilon, t) = \frac{\mu_0}{2h} [\Theta_s(\alpha, t) + \chi \Theta_r(\alpha, \varepsilon, t)] \quad (1.9)$$

donde

- χ factor de acoplamiento entre el rotor y el estator
- h espesor del entrehierro

Para calcular el flujo se considera una distribución espacial de los bobinados como se indica en la figura 1.2. En esta figura se muestra la distribución de uno de los bobinados como ejemplo, considerando una distribución de las espiras cuasi-continua y con una densidad incremental δ_N dada por:

$$\delta_N = \frac{1}{2} N_s \cos \lambda \quad (1.10)$$

De esta manera, mediante una doble integración en el intervalo $-\pi/2 < \lambda < \pi/2$, se obtiene el flujo para el bobinado A, Ψ_{sA} :

$$\Psi_{sA}(t) = \frac{1}{2} N_s \int_{\lambda=-\pi/2}^{\pi/2} \cos \alpha \left[\int_{\alpha=\lambda-\pi/2}^{\lambda+\pi/2} l_r B_s(\alpha, \varepsilon, t) d\alpha \right] d\lambda \quad (1.11)$$

Análogamente, se calculan Ψ_{sB} y Ψ_{sC} y haciendo uso de los vectores espaciales se obtiene el flujo magnético total en el estator, Ψ_s , determinado en magnitud y posición angular por:

$$\Psi_s(t) = l_s \mathbf{i}_s(t) + l_m \mathbf{i}_r(t) e^{j\varepsilon(t)} \quad (1.12)$$

donde

- l_s autoinductancia del bobinado estatórico
- l_m inductancia mutua entre ambos tipos de bobinados

La función exponencial que afecta al vector $\mathbf{i}_r(t)$ en esta última ecuación indica que dicho vector debe ser desplazado un ángulo igual a la rotación mecánica $\varepsilon(t)$, antes de sumar su efecto al vector $\mathbf{i}_s(t)$, es decir, que ambos vectores deben ser referenciados al mismo sistema de coordenadas antes de ser sumados.

De la misma manera se puede obtener el flujo magnético total en el rotor, Ψ_r , a partir de la densidad de flujo del rotor B_r :

$$B_r(\alpha, \varepsilon, t) = \frac{\mu_0}{2h} [\Theta_r(\beta, t) + \chi \Theta_s(\beta, \varepsilon, t)] \quad (1.13)$$

obteniéndose Ψ_r referenciado al eje rotórico:

$$\Psi_r(t) = l_r \mathbf{i}_r(t) + l_m \mathbf{i}_s(t) e^{-j\varepsilon(t)} \quad (1.14)$$

donde

- l_r autoinductancia del bobinado rotórico

A partir de la (1.9) y (1.13) se pueden expresar las ecuaciones eléctricas del modelo matemático del motor referenciadas al estator y al rotor respectivamente:

$$\mathbf{u}_s(t) = \mathbf{i}_s(t) r_s + \frac{d\Psi_s(t)}{dt} \quad (1.15a)$$

$$0 = \mathbf{i}_r(t) r_r + \frac{d\Psi_r(t)}{dt} \quad (1.15b)$$

donde

- \mathbf{u}_s tensión equivalente aplicada a los bobinados estatóricos

Finalmente, incorporando (1.12) y (1.14), las ecuaciones eléctricas toman la forma dada a continuación y constituyen el modelo dinámico que relaciona las corrientes y tensiones del MI.

$$\mathbf{u}_s(t) = \mathbf{i}_s(t) r_s + l_s \frac{d\mathbf{i}_s(t)}{dt} + l_m \frac{d[\mathbf{i}_r(t) e^{j\varepsilon}]}{dt} \quad (1.16a)$$

$$0 = \mathbf{i}_r(t) r_r + l_r \frac{d\mathbf{i}_r(t)}{dt} + l_m \frac{d[\mathbf{i}_s(t) e^{-j\varepsilon}]}{dt} \quad (1.16b)$$

En cuanto al par mecánico del motor, éste se produce como consecuencia de la fuerza tangencial ejercida sobre los bobinados rotóricos generada por la interacción del campo magnético debido a la f.m.m. del estator con las corrientes rotóricas. El campo magnético producido por $\mathbf{i}_r(t)$ no aporta fuerzas tangenciales sobre el propio bobinado rotórico. La ecuación que gobierna al par mecánico del motor se obtiene a través de la integración de la densidad de flujo magnético debido al estator a lo largo de los bobinados rotóricos, $B_{rs}(\beta, \varepsilon, t)$:

$$B_{rs}(\beta, \varepsilon, t) = \chi \frac{N_s \mu_0}{4h} [\mathbf{i}_s(t) e^{-j(\beta+\varepsilon)} + \mathbf{i}_s^*(t) e^{j(\beta+\varepsilon)}] \quad (1.17)$$

Calculando el diferencial de fuerza tangencial sobre la superficie del rotor con la ecuación (1.17) y luego integrándolo la densidad de flujo magnético B_{rs} sobre toda la circunferencia del rotor [7], se obtiene el par motor generado,

$$T_e(t) = \frac{2}{3} l_m \operatorname{Im} [\mathbf{i}_s(t) [\mathbf{i}_r(t) e^{j\varepsilon}]^*] \quad (1.18)$$

que expresado como producto vectorial resulta:

$$T_e(t) = \frac{2}{3} l_m [\mathbf{i}_s(t) \times [\mathbf{i}_r(t) e^{j\varepsilon}]] \quad (1.19)$$

El modelo matemático completo para el MI queda entonces reducido a un sistema de cuatro ecuaciones compuesto por (1.16a), (1.16b) y (1.19) además de la expresión que relaciona la velocidad con la posición angular, dada por:

$$\omega(t) = \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (1.20)$$

Por razones de claridad en la exposición, se explicita el modelo completo a continuación:

$$\mathbf{u}_s(t) = \mathbf{i}_s(t) r_s + l_s \frac{d\mathbf{i}_s(t)}{dt} + l_m \frac{d[\mathbf{i}_r(t) e^{j\varepsilon}]}{dt} \quad (1.21a)$$

$$0 = \mathbf{i}_r(t) r_r + l_r \frac{d\mathbf{i}_r(t)}{dt} + l_m \frac{d[\mathbf{i}_s(t) e^{-j\varepsilon}]}{dt} \quad (1.21b)$$

$$J \frac{d\omega(t)}{dt} = T_e(t) - T_l(t) = \frac{2}{3} l_m \operatorname{Im} [\mathbf{i}_s(t) [\mathbf{i}_r(t) e^{j\varepsilon}]^*] - T_l(t) \quad (1.21c)$$

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \omega(t) \quad (1.21d)$$

donde

T_l cupla de carga del motor

Las ecuaciones (1.21a) y (1.21b) corresponden al comportamiento de las variables eléctricas del MI referidas cada una a su sistema de coordenadas original y las ecuaciones (1.21c) y (1.21d) al comportamiento mecánico del motor en cuestión.

externos como se desarrolla a continuación.

1.4 Representación gráfica del MI mediante variables complejas

Una descripción clara y concisa del comportamiento dinámico de los IMs es un requerimiento fundamental para su aplicación posterior en sistemas de control de velocidad y de torque. Los correspondientes métodos de análisis dinámico han sido desarrollados durante décadas, pero no se ha conseguido explicar el comportamiento de los mismos de una manera simple debido a su naturaleza matemática complicada, como se explicó en la sección anterior. Es por eso que a continuación se utilizará una representación basada en variables de estado complejas para el MI para su mejor comprensión. El análisis formal constituye una extensión de la teoría de vectores espaciales y de la teoría de sistemas dinámicos [2][3][4].

1.4.1 Introducción a la Representación Gráfica del MI con Variables Complejas

Como primer paso en la representación del modelo del MI se considerará una máquina con un sólo bobinado α en el estator, es decir una sola fase. De acuerdo con la ecuación (1.16a):

$$u_{s\alpha}(t) = r_{s\alpha}i_{s\alpha}(t) + \frac{d\Psi_{s\alpha}(t)}{dt} \quad (1.22)$$

donde

- $u_{s\alpha}$ tensión estatórica de la fase α
- $i_{s\alpha}$ corriente estatórica de la fase α
- $r_{s\alpha}$ resistencia estatórica de la fase α
- $\Psi_{s\alpha}$ flujo estatórico de la fase α

A partir de la expresión del flujo que atraviesa al estator, dada por (1.12), se puede obtener una expresión donde se diferencie el aporte que hacen el estator y el rotor al flujo estatórico:

$$\Psi_{s\alpha}(t) = l_{s\alpha}i_{s\alpha}(t) + \Psi_{rp\alpha}(t) \quad (1.23)$$

$$\Psi_{rp\alpha} = l_m i_r(t) e^{j\varepsilon(t)} \quad (1.24)$$

donde

- $l_{s\alpha}$ autoinductancia del bobinado estatórico α
- $\Psi_{rp\alpha}$ flujo que atraviesa al estator generado externamente

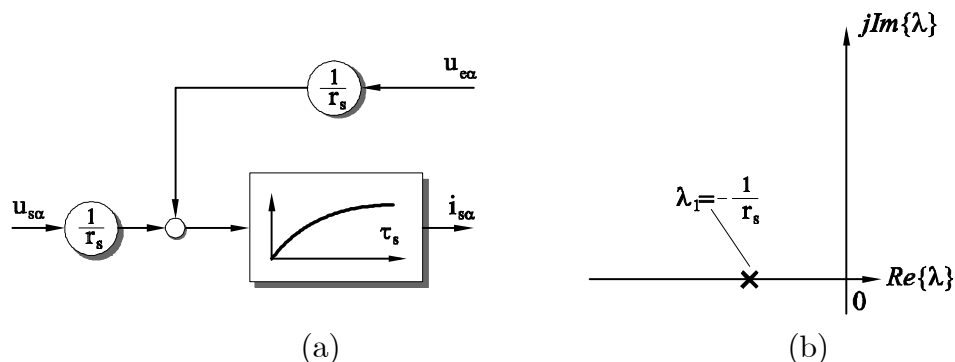


Figure 1.4: (a) Diagrama en bloques de un bobinado de una sola fase en variables reales; (b) Plano de raíces de un bobinado de una sola fase

La ecuación resultante de la tensión del estator de una sola fase sería:

$$u_{s\alpha}(t) = r_s i_{s\alpha}(t) + l_s \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} + u_{e\alpha}(t) \quad (1.25)$$

donde

$$u_{e\alpha}(t) = l_m d[i_r(t)e^{j\varepsilon}] / dt$$

y su diagrama en bloques correspondería al mostrado en la figura 1.4(a) [3].

El término anteriormente definido $u_{e\alpha}(t)$ corresponde a la tensión contraelectromotriz (f.e.m.) que es inducida en el estator debido al campo electromagnético del rotor.

Tomando ahora dos bobinados ortogonales α y β , y expresando a las corrientes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ y a la tensión $u_{s\alpha}$ y $u_{s\beta}$ como vectores espaciales [13]:

$$\mathbf{i}_s(t) = i_{s\alpha}(t) + j i_{s\beta}(t) \quad (1.26)$$

$$\mathbf{u}_s(t) = u_{s\alpha}(t) + j u_{s\beta}(t) \quad (1.27)$$

donde

$$u_{s\alpha}(t) = r_s i_{s\alpha}(t) + l_s \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} + u_{e\alpha}(t)$$

$$u_{s\beta}(t) = r_s i_{s\beta}(t) + l_s \frac{di_{s\beta}(t)}{dt} + u_{e\beta}(t)$$

Con las definiciones dadas en (1.26) y (1.27), la tensión estática se resume a:

$$\mathbf{u}_s = r_s \mathbf{i}_s + l_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{u}_e \quad (1.28)$$

donde

$$\mathbf{u}_e = u_{e\alpha} + j u_{e\beta}$$

La representación en diagramas de bloques de la ecuación (1.28) se muestra en la figura 1.5(a).

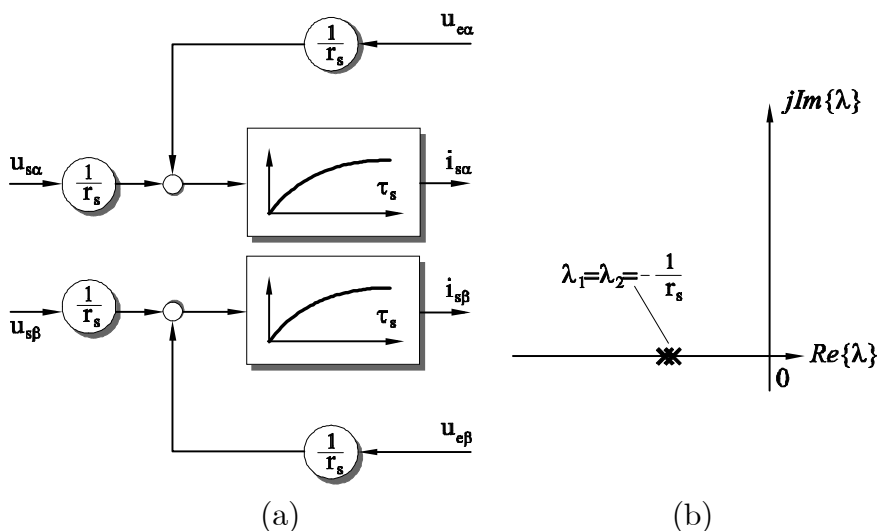


Figure 1.5: (a) Diagrama en bloques de un bobinado de dos fases en variables reales; (b) Plano de raíces de un bobinado de dos fases

1.4.2 Representación Gráfica del MI con Variables Complejas

En la sección anterior se obtuvo la representación gráfica del estator de un MI con variables complejas. Para obtener la representación completa del MI, se debe realizar el mismo desarrollo para el rotor, pero dado que su plano de referencia no es el mismo que el del estator, se realizará un cambio de coordenadas a un sistema de referencia genérico.

Transformando a un plano de referencia rotante que gira con una velocidad igual a ω_k como se aprecia en la figura 1.6, las magnitudes de los vectores espaciales de la ecuación (1.28) se mantienen iguales pero las fases no, lo que se puede expresar como:

$$\phi_{k(t)} = \int_0^t \omega_k dt + \phi_{k(0)} \quad (1.29)$$

siendo ω_k positiva en la dirección del campo rotante, es decir, en el sentido antihorario.

Mediante las ecuaciones (1.28) y (1.29) se puede obtener:

$$\frac{d\mathbf{i}_s^{(k)}}{dt} = -\left(\frac{1}{\tau_s} + j\omega_k\right)\mathbf{i}_s^{(k)} + \frac{1}{l_s}(\mathbf{u}_s^{(k)} - \mathbf{u}_e^{(k)}) \quad (1.30)$$

donde

$$\begin{aligned} \tau_s &= l_s/r_s \text{ constante de tiempo del estator} \\ \tau_r &= l_r/r_r \text{ constante de tiempo del rotor} \end{aligned}$$

Con la ecuación anterior se puede realizar un análisis dinámico del bobinado en un sistema de referencia genérico, y obtener así su representación gráfica en variables complejas como se muestra en la figura 1.7.

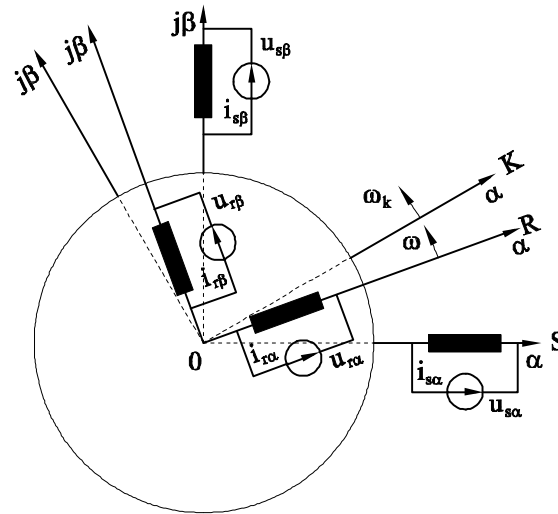


Figure 1.6: Representación de los sistemas de referencia del IM

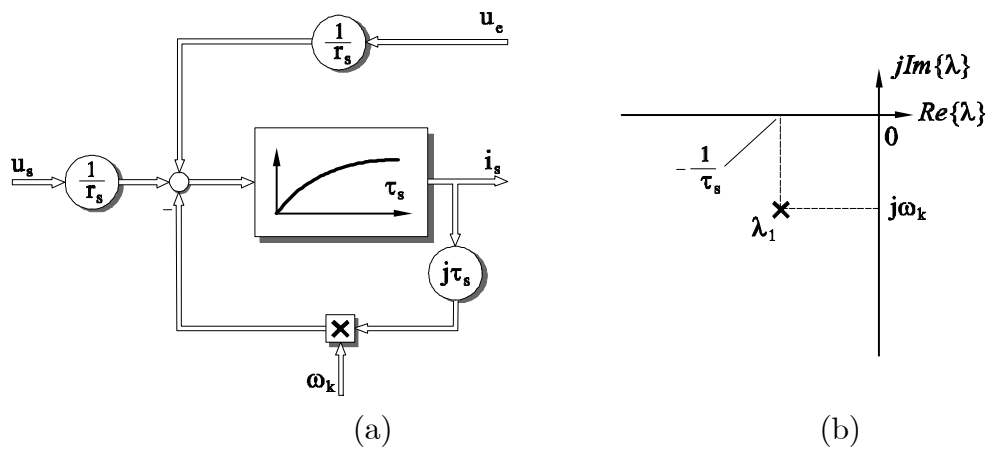


Figure 1.7: (a) Diagrama en bloques de un bobinado polifase en coordenadas rotantes; (b) Plano de raíces de un bobinado polifase en coordenadas rotantes

La representación obtenida se justifica mediante el calculo de los autovalores de (1.30), obteniendo:

$$\det \left[\lambda + \left(\frac{1}{\tau_s} + j\omega_k \right) \right] = 0 \quad (1.31)$$

$$\lambda_1 = -\frac{1}{\tau_s} - j\omega_k \quad (1.32)$$

Se observa que el único autovalor es complejo y que el sistema carece del autovalor conjugado a éste. El autovalor λ_1 caracteriza al sistema como un retardo de primer orden complejo con una constante de tiempo igual a $\text{Re}\{\lambda_1\} = -1/\tau_s$. La componente imaginaria $\text{Im}\{\lambda_1\} = -\omega_k$ corresponde a la velocidad de rotación del bobinado con respecto al plano de referencia [3].

Finalmente, con el análisis previo se puede construir el modelo del MI formado por un estator y un rotor interacoplados.

Mediante las ecuaciones (1.28) y (1.30) se obtienen las ecuaciones fundamentales del MI en variables complejas:

$$\mathbf{u}_s = r_s \mathbf{i}_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j\omega_k \Psi_s \quad (1.33)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r + \frac{d\Psi_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \Psi_r \quad (1.34)$$

Siendo las ecuaciones de los flujos mutuos:

$$\Psi_s = l_s \mathbf{i}_s + l_m \mathbf{i}_r \quad (1.35a)$$

$$\Psi_r = l_m \mathbf{i}_s + l_r \mathbf{i}_r \quad (1.35b)$$

donde

Ψ_s, Ψ_r flujos estatóricos y rotóricos respectivamente

r_s, r_r resistencias de los bobinados estatóricos y rotóricos respectivamente

l_m inductancia mutua entre los bobinados del estator y del rotor

l_s, l_r inductancias de los bobinados estatóricos y rotóricos respectivamente

A su vez, el torque electromagnético se puede modelar para incluirlo en el diagrama de bloques del motor. Debido a que el torque electromagnético es proporcional al producto de dos vectores espaciales, obtenemos:

$$\tau_m \frac{d\omega}{dt} = |\Psi_s \times \mathbf{i}_s| - T_L \quad (1.36a)$$

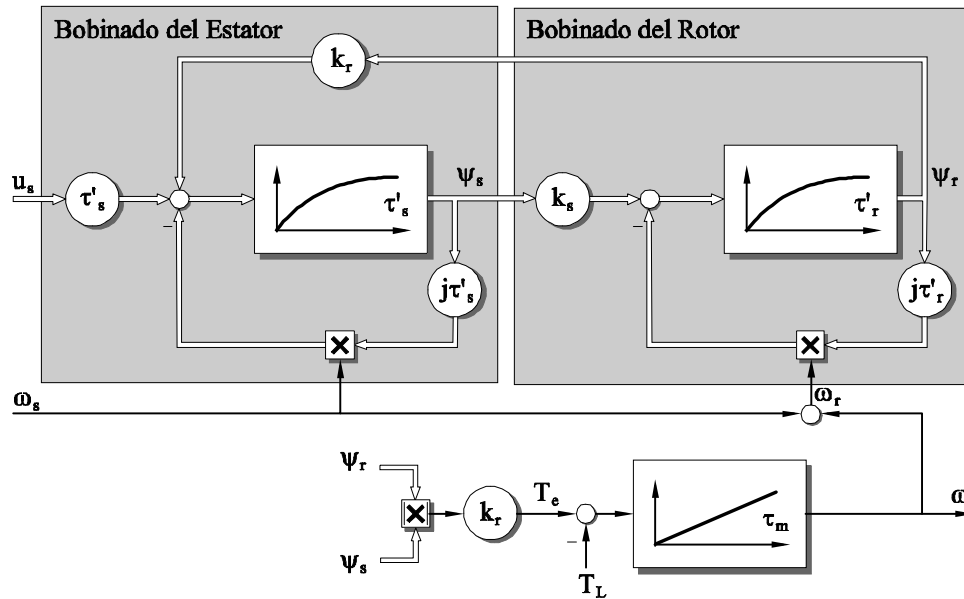


Figure 1.8: Representación dinámica de un motor polifásico. Variables de estado: flujo del estator y flujo del rotor.

donde

τ_m constante de tiempo mecánica normalizada

T_L torque de carga

Debe quedar claro que ω_s y ω_r son las frecuencias de las magnitudes eléctricas del estator y del rotor respectivamente y que ω es la velocidad angular del rotor.

Finalmente, el diagrama en bloques se muestra en la figura 1.8. Esta figura se la puede comparar con la figura 1.3, la cual presenta un fuerte interacoplamiento entre las cuatro variables de estado electromagnéticas Ψ_{sd} , Ψ_{sq} , Ψ_{rd} y Ψ_{rq} (flujos estatóricos y rotóricos en coordenadas d-q [13]). Esta compleja estructura hace que la interpretación del funcionamiento del motor sea prácticamente imposible.

La representación compleja obtenida indica que la estructura fundamental del bobinado estatórico es un retardo complejo de primer orden con una constante transitoria τ'_s . El factor ω_s que multiplica en el lazo de realimentación y el signo negativo en el punto de unión indican que el bobinado estatórico gira a una velocidad angular dada por $-\omega_s$ respecto del sistema de referencia solidario al estator ($\omega_k = \omega_s$). El bobinado rotórico exhibe una estructura dinámica similar a la del estator, presentando un retardo igual a τ'_r . Este bobinado rota a la velocidad $-\omega_r$ respecto del sistema de referencia.

Los flujos Ψ_s y Ψ_r actúan como funciones que fuerzan a sus respectivos bobinados opuestos, afectados por los coeficientes de acoplamiento k_s y k_r .

Como se muestra en la figura 1.8, la representación del MI con variables complejas simplifica notablemente su dificultad de representación, la cual ahora se asemeja aún

más a la simplicidad constructiva que este posee.

1.5 Implementación del modelo del MI

1.5.1 Formulación del modelo a implementar

La implementación del MI se realizó en el programa Simulink de MatLab. Mediante el uso de la herramienta S-function fue posible la modelización del motor de inducción, el cual es un modelo a lineal de quinto grado.

Las ecuaciones que describen el funcionamiento del MI se presentaron en la sección 1.3 y se repiten a continuación para una mayor claridad:

$$\mathbf{u}_s = r_s \mathbf{i}_s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \mathbf{\Psi}_s \quad (1.37)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r + \frac{d\mathbf{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \mathbf{\Psi}_r \quad (1.38)$$

$$\mathbf{\Psi}_s = l_s \mathbf{i}_s + l_m \mathbf{i}_r \quad (1.39)$$

$$\mathbf{\Psi}_r = l_m \mathbf{i}_s + l_r \mathbf{i}_r \quad (1.40)$$

Según lo visto en 1.4.2, existen diferentes opciones de selección de las variables de estado del MI. Para la implementación del mismo se seleccionan las variables de estado del MI correspondientes a la orientación en campo rotórico. El motivo de esta selección es que la orientación en campo desacopla las variables de control y posibilita a la simulación de la gran mayoría de los métodos de control de corriente.

Reemplazando la ecuación (1.39) en la (1.37), y (1.40) en la (1.38), y refiriendo ambas ecuaciones al rotor, es decir $\omega_k = \omega_{mr}$, siendo ω_{mr} la velocidad angular del campo rotórico, se puede obtener:

$$\mathbf{u}_{s\Psi r} = r_s \mathbf{i}_{s\Psi r} + l_s \frac{d\mathbf{i}_{s\Psi r}}{dt} + l_m \frac{d\mathbf{i}_{r\Psi r}}{dt} + j\omega_{mr} l_s \mathbf{i}_{s\Psi r} + j\omega_{mr} l_m \mathbf{i}_{r\Psi r} \quad (1.41)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_{r\Psi r} + l_m \frac{d\mathbf{i}_{s\Psi r}}{dt} + l_r \frac{d\mathbf{i}_{r\Psi r}}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega) l_m \mathbf{i}_{s\Psi r} + j(\omega_{mr} - \omega) l_s \mathbf{i}_{r\Psi r} \quad (1.42)$$

donde todas las variables con subíndice Ψr están en coordenadas rotóricas.

Reemplazando en ambas los vectores espaciales expresados en parte real e imaginaria:

$$\mathbf{u}_{s\Psi r} = u_{sd} + j u_{sq} \quad (1.43)$$

$$\mathbf{i}_{s\Psi r} = i_{sd} + j i_{sq} \quad (1.44)$$

y definiendo a la corriente magnetizante rotórica \mathbf{i}_{mr} como [13]:

$$\mathbf{i}_{mr} = i_{mrd} + j i_{mrq} = i_{mrd} = \mathbf{i}_s \Psi_r + \left(1 + \frac{l_r}{l_m}\right) \mathbf{i}_s \Psi_r \quad (1.45)$$

se obtiene, luego de separar en parte real e imaginaria, las ecuaciones del sistema:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{(\tau_s - \tau'_s + \tau_r)}{\tau'_s \tau_r} i_{sd} + P\omega i_{sq} + \frac{(\tau_s - \tau'_s)}{\tau'_s \tau_r} i_{mr} + \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}^2}{i_{mr}} + \frac{1}{\tau'_s R_s} u_{sd} \quad (1.46a)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -P\omega i_{sd} - \frac{(\tau_s - \tau'_s + \tau_r)}{\tau'_s \tau_r} i_{sq} - \frac{(\tau_s - \tau'_s)P}{\tau'_s} \omega i_{mr} - \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sd} i_{sq}}{i_{mr}} + \frac{1}{\tau'_s R_s} u_{sq} \quad (1.46b)$$

$$\frac{di_{mr}}{dt} = \frac{1}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} i_{mr} \quad (1.46c)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3Pl_m^2}{2Jl_r} i_{sq} i_{mr} - \frac{B}{J} \omega - \frac{1}{J} T_l \quad (1.46d)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega_{mr} = P\omega + \frac{1}{T_r} \frac{i_{sq}}{i_{mr}} \quad (1.46e)$$

donde

$\tau_s = l_s/r_s$	constante de tiempo estat6rica
$\tau_r = l_r/r_r$	constante de tiempo rot6rica
l_s	inductancia estat6rica
l_r	inductancia rot6rica
$l'_s = l_s - l_m^2/l_r$	inductancia estat6rica transitoria
$\tau'_s = l'_s/r_s$	constante de tiempo estat6rica transitoria
l_m	inductancia magnetizante trif6sica
ω_{mr}	velocidad del campo rot6rico
ω_r	velocidad el6ctrica del rotor
$\omega = \omega_r/P$	velocidad mec6nica del eje
$\omega_{sl} = \omega_{mr} - \omega_r$	velocidad de deslizamiento
ρ	6ngulo del campo rot6rico
u_{sd}, u_{sq}	componentes del vector espacial \mathbf{u}_s orientado en campo
u_{sa}, u_{sb}	componentes del vector espacial \mathbf{u}_s en dos coordenadas
i_{sd}, i_{sq}	componentes del vector espacial \mathbf{i}_s orientado en campo
i_{sa}, i_{sb}	componentes del vector espacial \mathbf{i}_s en dos coordenadas
T_e	cupla electromagn6tica
T_l	cupla de carga
J	momento de inercia del rotor
B	coeficiente de rozamiento del rotor
P	n6mero de pares de polos del motor
p	n6mero de polos del motor
i_{mr}	corriente magnetizante rot6rica

El modelo anterior tiene un vector de estados dado por:

$$x = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{mr} \\ \omega \\ \rho_r \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

y un vector de entradas:

$$u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ T_l \end{bmatrix} \quad (1.48)$$

donde u_{sd} y u_{sq} se obtienen de:

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \end{bmatrix} \quad (1.49)$$

Las señales u_{sa} y u_{sb} de la ecuación anterior se obtienen a partir de las tensiones trifásicas u_{sA} , u_{sB} y u_{sC} :

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sA} \\ u_{sB} \\ u_{sC} \end{bmatrix} \quad (1.50)$$

Las mismas relaciones dadas en las ecuaciones (1.49) y (1.50) se pueden aplicar para las corrientes i_{sd} , i_{sq} , i_{sa} e i_{sb} .

Para una más fácil interpretación del modelo resultante, se tomaron las siguientes variables:

$$a_{11} = -\frac{(\tau_s - \tau'_s + \tau_r)}{\tau'_s \tau_r} \quad (1.51)$$

$$a_{12} = P \quad (1.52)$$

$$a_{13} = \frac{(\tau_s - \tau'_s)}{\tau'_s \tau_r} \quad (1.53)$$

$$a_{14} = \frac{1}{\tau_r} \quad (1.54)$$

$$a_{15} = \frac{1}{\tau'_s r_s} \quad (1.55)$$

$$a_{21} = -P \quad (1.56)$$

$$a_{22} = -\frac{(\tau_s - \tau'_s + \tau_r)}{\tau'_s \tau_r} \quad (1.57)$$

$$a_{23} = -\frac{(\tau_s - \tau'_s)P}{\tau'_s} \quad (1.58)$$

$$a_{24} = -\frac{1}{\tau_r} \quad (1.59)$$

$$a_{25} = \frac{1}{\tau'_s r_s} \quad (1.60)$$

$$a_{31} = \frac{1}{\tau_r} \quad (1.61)$$

$$a_{32} = -\frac{1}{\tau_r} \quad (1.62)$$

$$a_{41} = \frac{3P l_m^2}{2J l_r} \quad (1.63)$$

$$a_{42} = -\frac{B}{J} \quad (1.64)$$

$$a_{43} = -\frac{1}{J} \quad (1.65)$$

$$a_{51} = P \quad (1.66)$$

$$a_{52} = \frac{1}{\tau_r} \quad (1.67)$$

resultando el sistema:

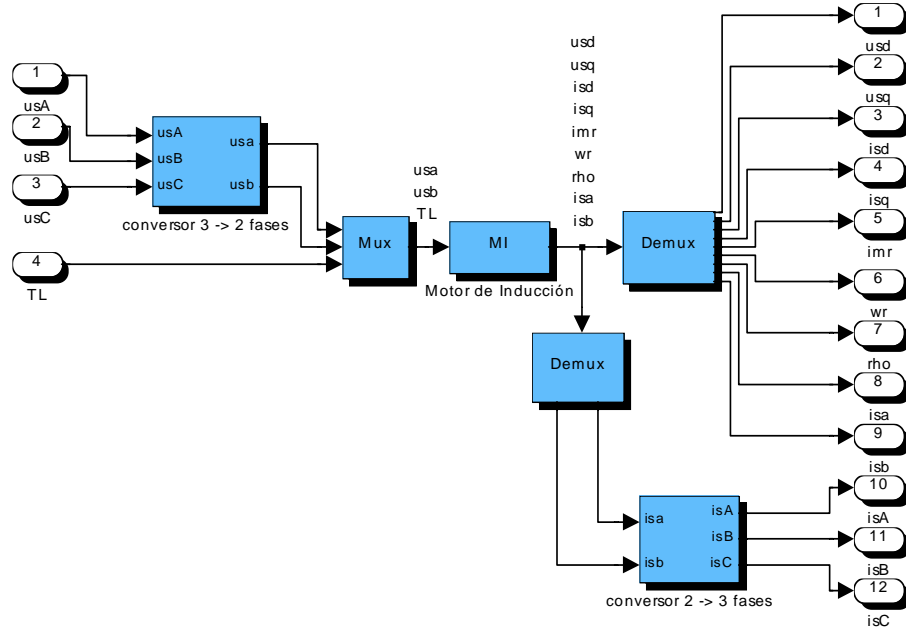


Figure 1.9: Modelo del IM implementado en Simulink-MatLab

$$\frac{di_{sd}}{dt} = a_{11}i_{sd} + a_{12}\omega i_{sq} + a_{13}i_{mr} + a_{14}\frac{i_{sq}^2}{i_{mr}} + a_{15}u_{sd} \quad (1.68a)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = a_{21}\omega i_{sd} + a_{22}i_{sq} + a_{23}\omega i_{mr} + a_{24}\frac{i_{sd}i_{sq}}{i_{mr}} + a_{25}u_{sq} \quad (1.68b)$$

$$\frac{di_{mr}}{dt} = a_{31}i_{sd} + a_{32}i_{mr} \quad (1.68c)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = a_{41}i_{sq}i_{mr} + a_{42}\omega + a_{43}T_l \quad (1.68d)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega_{mr} = a_{51}\omega + a_{52}\frac{i_{sq}}{i_{mr}} \quad (1.68e)$$

Un diagrama en bloques del sistema implementado en MatLab se aprecia en la figura 1.9.

Para concluir con la implementación del MI, es necesario realizar un ensayo al motor a utilizar para obtener sus parámetros estimados. A continuación se explica el ensayo realizado, se muestran los resultados obtenidos del mismo y de la simulación en MatLab.

1.5.2 Ensayo para estimación de los parámetros del MI

Se realizó una estimación de los parámetros del MI indirectamente a partir de dos ensayos:

- Ensayo a rotor bloqueado
- Ensayo a rotor libre

Con las mediciones realizadas en ambos ensayos se pudo determinar los parámetros y las pérdidas del MI.

Los datos del motor a ensayar, dados por el fabricante, son los siguientes:

Marca / Origen	Weg / Brasil
Frecuencia	50 Hz
Potencia	1 CV
Velocidad	1430 RPM
Tensión	Y 380V/ Δ 220V
Corriente	Y 2.2A/ Δ 3.8A
$\cos \phi$	0.74
Momento de Inercia	0.00175 Kg m^2
Aislación	Clase B (40° Amb.)
IP	54

El circuito eléctrico equivalente del MI que se utilizó para el ensayo puede verse en la figura 1.10 [8][12]. El circuito equivalente presentado en esta figura corresponde a uno de los bobinados del MI en condiciones de régimen permanente. El objetivo del ensayo es determinar las autoinductancias l_s , l_r y l_m , y las resistencias de pérdidas r_s y r_r para completar el modelo a simular dado por el sistema de ecuaciones (1.68). Estos parámetros se pueden obtener con el ensayo que se realizará a continuación.

Ensayo 1: Ensayo a rotor bloqueado

Banco de medición

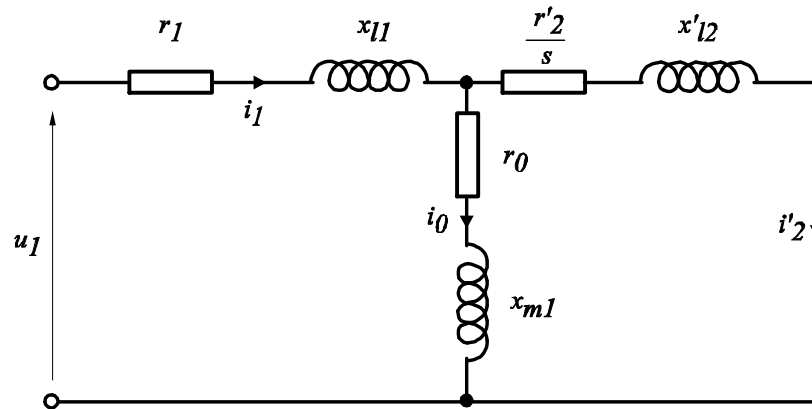


Figure 1.10: Circuito eléctrico equivalente del IM utilizado para el ensayo

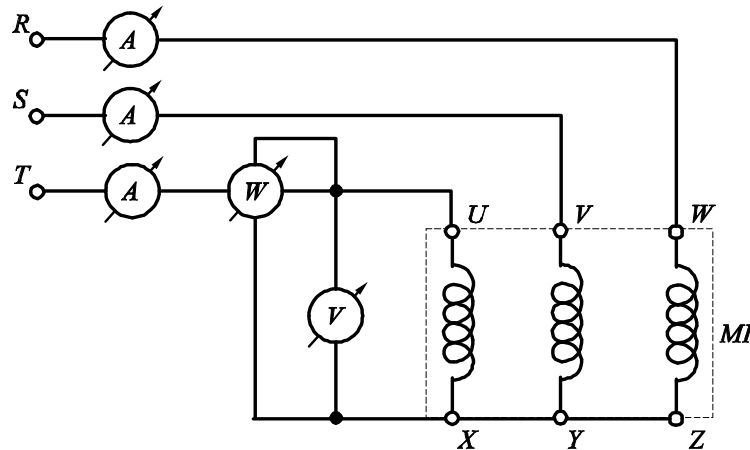


Figure 1.11: Banco de medición para realizar el ensayo

En la figura 1.11 se presenta el banco de medición para realizar el ensayo del MI. Se utilizan los siguientes instrumentos:

- Amperímetro
- Voltímetro
- Vatímetro para medición de bajo factor de potencia
- Variac
- Multímetro digital

Desarrollo del ensayo

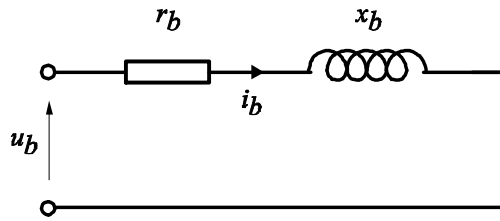


Figure 1.12: Circuito eléctrico equivalente a rotor bloqueado

La condición del motor en este ensayo es con su rotor bloqueado, de tal manera el circuito equivalente del mismo es el que se muestra en la figura 1.12.

El primer paso del ensayo es medir la resistencia que presenta el motor detenido, sin excitación. De acuerdo con la figura 1.10 se estaría midiendo la resistencia r_1 .

Dada esta condición, y de acuerdo a la figura 1.12, se obtiene que la impedancia del motor a rotor bloqueado z_b es:

$$z_b = \frac{u_b}{i_b} \quad (1.69)$$

siendo la resistencia r_b y la reactancia x_b :

$$r_b = \frac{p_b}{i_b^2} \quad (1.70)$$

$$x_b = \sqrt{z_b^2 - r_b^2} \quad (1.71)$$

donde

p_b potencia activa sobre r_b

r_b resistencia a rotor bloqueado

x_b reactancia inductiva a rotor bloqueado

l_b inductancia equivalente a rotor bloqueado

Con esta medición se puede obtener el valor de r'_2 de la siguiente manera:

$$r'_2 = r_b - r_1 \quad (1.72)$$

Además, dado que el MI es clase B, se adopta la siguiente ecuación empírica para calcular la reactancia l_1 :

$$x_b = x_{l1} + x'_{l2} \quad (1.73)$$

$$x_{l1} = 0.4x_b \quad (1.74)$$

Mediciones

Parámetro a medir	medición
r_1	11.8Ω
u_b	$47.3V$
i_b	$2.2A$
p_b	$194W$

Resultados

Mediante las ecuaciones (1.70), (1.71), (1.72) y (1.74) se obtiene:

$$r_b = 40.1\Omega \quad (1.75)$$

$$r'_2 = 28.3\Omega \quad (1.76)$$

$$z_b = 21.5\Omega \quad (1.77)$$

$$x_b = 33.8\Omega \quad (1.78)$$

$$x_{l1} = 13.5\Omega \quad (1.79)$$

$$l_{l1} = 43.1mHy \quad (1.80)$$

$$x'_{l2} = 20.3\Omega \quad (1.81)$$

$$l'_{l2} = 64.6mHy \quad (1.82)$$

Ensayo 2: Ensayo a rotor libre

Banco de medición

El banco de medición utilizado es el mismo del ensayo anterior, mostrado en la figura 1.11.

Desarrollo del ensayo

El ensayo consiste en obtener las pérdidas mecánicas y las pérdidas en el hierro para luego poder calcular los parámetros de excitación, r_0 y x_{m1} .

En la condición de rotor libre el circuito equivalente del MI se muestra en la figura 1.13.

La potencia que el motor consume se distribuye en el hierro, en el cobre y en los mecanismos como lo define la siguiente ecuación [8]:

$$p_0 = \Delta p_{cu} + \Delta p_{mec} + \Delta p_{Fe} \quad (1.83)$$

donde

$$\begin{array}{ll}
 p_0 & \text{potencia consumida por el MI} \\
 \Delta p_{cu} = i_0^2 r_1 & \text{pérdidas en el cobre} \\
 \Delta p_{mec} & \text{pérdidas mecánicas} \\
 \Delta p_{Fe} & \text{pérdidas en el hierro} \\
 i_0 & \text{corriente nominal}
 \end{array}$$

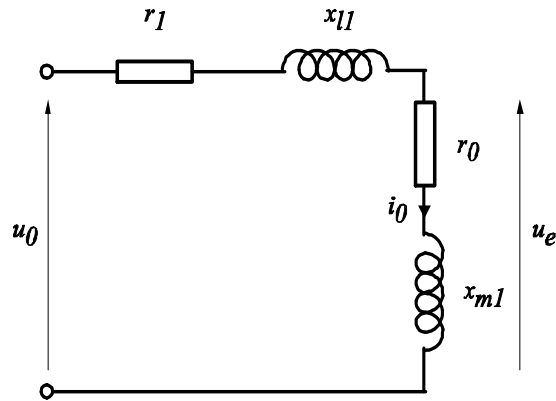


Figure 1.13: Circuito equivalente del IM en condición de rotor libre.

Dado que cuando $u_0 = 0$ las pérdidas en el hierro son nulas, se pueden determinar las pérdidas mecánicas como:

$$\Delta p_{mec} = [p_0 - \Delta p_{cu}] |_{u_0=0} \quad (1.84)$$

Luego se pueden determinar las pérdidas en el hierro con la ecuación (1.83).

Los parámetros de excitación que se pueden calcular con las mediciones realizadas son los equivalentes paralelo del tanque serie r_0 - x_{m1} , dados por las siguientes ecuaciones:

$$y_0 = \frac{i_0}{u_e} \quad (1.85)$$

$$g_0 = \frac{\Delta p_{Fe}}{u_e^2} \quad (1.86)$$

$$b_0 = \sqrt{y_0^2 - g_0^2} \quad (1.87)$$

donde

- u_e tensión sobre el tanque serie r_0 - x_{m1}
- y_0 admitancia de excitación
- g_0 conductancia de excitación
- b_0 susceptancia de excitación

Para obtener los valores de r_0 y x_{m1} se realiza la conversión paralelo-serie siguiente:

$$r_0 = \frac{g_0}{g_0^2 + b_0^2} \quad (1.88)$$

$$x_{m1} = \frac{b_0}{g_0^2 + b_0^2} \quad (1.89)$$

$$l_{m1} = \frac{x_{m1}}{\dots} \quad (1.90)$$

Mediciones

Se trazó la curva $p_0 - \Delta p_{cu}$ vs. u_0^2 variando esta última mediante un variac trifásico y manteniendo la velocidad constante para mantener invariantes las pérdidas mecánicas. Realizando una interpolación lineal se puede obtener el valor de pérdidas mecánicas según se expresa en (1.84).

Resultados

Las mediciones se tabularon y se realizó la gráfica anteriormente explicada, obteniendo:

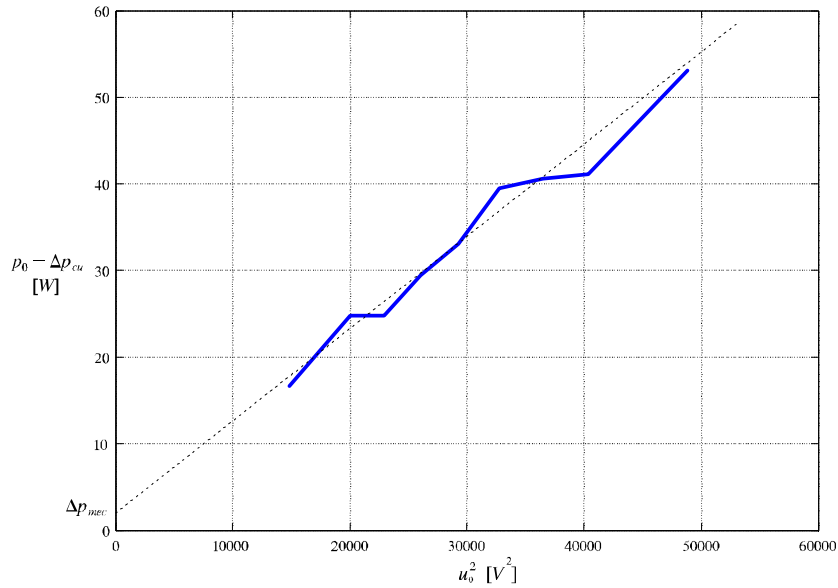


Figure 1.14: Determinación de las pérdidas mecánicas del motor .

$$\Delta p_{mec} = 2.0W \quad (1.91)$$

Calculando así los parámetros de excitación buscados:

$$\Delta p_{cu} = 57.1W \quad (1.92)$$

$$\Delta p_{Fe} = 24.8W \quad (1.93)$$

$$u_e = 180.5V \quad (1.94)$$

$$y_0 = 12.2mS \quad (1.95)$$

$$g_0 = 762.4mS \quad (1.96)$$

$$b_0 = 12.2mS \quad (1.97)$$

$$r_0 = 5.1\Omega \quad (1.98)$$

$$x_{m1} = 81.9\Omega \quad (1.99)$$

$$l_{m1} = 260.6mHy \quad (1.100)$$

Resultados Finales del Ensayo

Finalmente, de los resultados, las autoinductancias y las resistencias de pérdidas del motor son:

$$l_s = l_{l1} + \frac{2}{3}l_{m1} = 216.8mHy \quad (1.101)$$

$$l_r = l'_{l2} + \frac{2}{3}l_{m1} = 238.4mHy \quad (1.102)$$

$$l_m = \frac{2}{3}l_{m1} = 173.8mHy \quad (1.103)$$

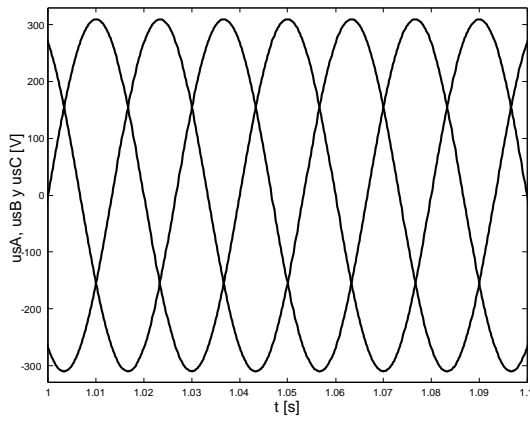
$$r_s = r_b = 40.1\Omega \quad (1.104)$$

$$r_r = r'_2 = 28.3\Omega \quad (1.105)$$

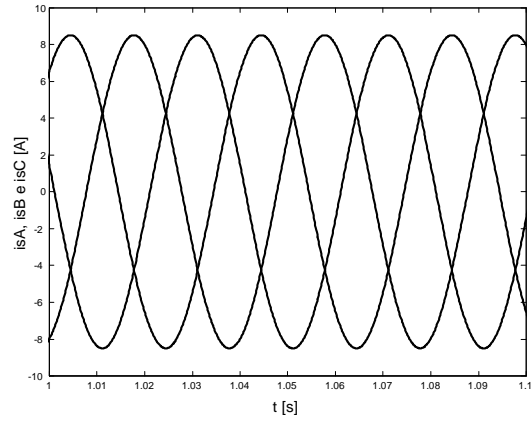
1.5.3 Simulación del modelo del motor de inducción

Para ilustrar el comportamiento del MI se realizó su simulación en MatLab con los parámetros obtenidos en los ensayos realizados y con señales senoidales puras como entrada.

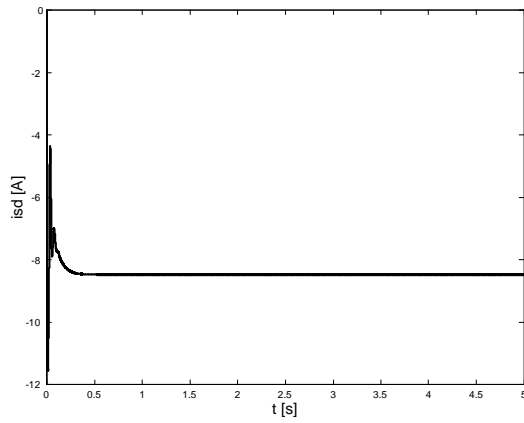
Los resultados de la simulación se muestran a continuación.



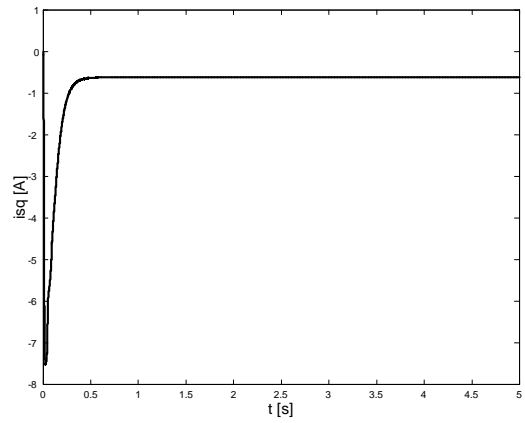
(a) Tensiones de fase u_{sA} , u_{sB} y u_{sC}



(b) Corrientes de fase i_{sA} , i_{sB} e i_{sC}



(c) Corriente de campo i_{sd}



(d) Corriente de cupla i_{sq}

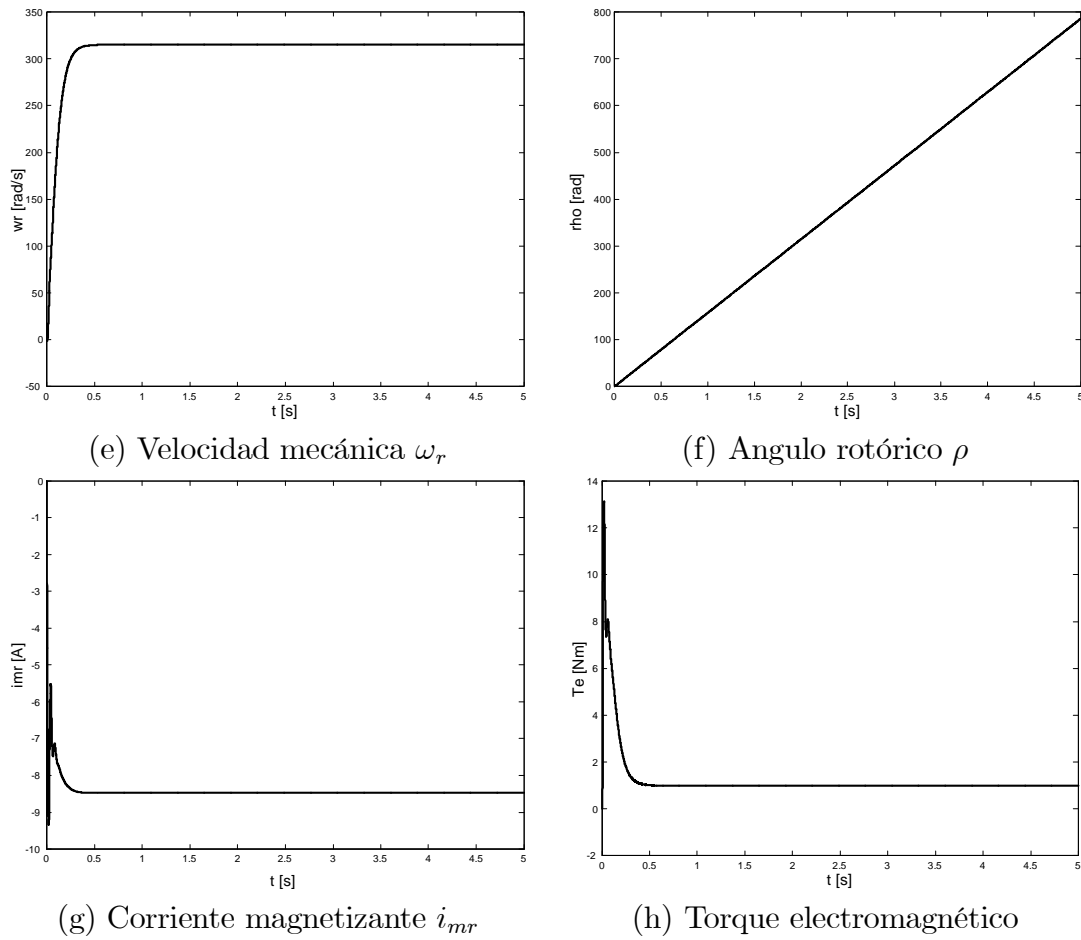


Figure 1.15: Resultados de las simulaciones del modelo del motor de inducción en Simulink.

1.5.4 Conclusiones

Los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas caracterizan la dinámica del motor de inducción de corriente alterna al cual se desea controlar. Pasados los transitorios de cada una de las variables, el MI se comporta de manera estable trabajando en régimen permanente según lo esperado. Estos resultados validan al modelo del MI desarrollado y posibilitan el análisis comparativo de los métodos de control de corriente que se desarrollarán en el próximo capítulo.

Chapter 2

Controles de Corriente de Motores de Inducción

2.1 Resumen

En este capítulo se estudian las principales ventajas y desventajas de los diferentes tipos de controles de corriente existentes. Se presentan las simulaciones realizadas de los mismos y se discuten las posibles soluciones a algunos de los problemas encontrados.

2.2 Introducción

La técnica de control más utilizada en los sistemas que manejan altas potencias es aquella que utiliza un lazo de control de corriente. Algunas de las aplicaciones que utilizan esta técnica pueden ser [1]:

- convertidores trifásicos
- controles de velocidad y posición de motores
- filtros activos
- convertidores ac/dc de alto factor de potencia
- sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS)
- fuentes de alimentación

En particular para los controles de motores de CA la performance depende de las características de dicho control.

La función básica del controlador de corriente es seleccionar el vector espacial correcto para que la corriente del motor siga a la referencia sinusoidal. La estructura básica de los CCMI se presenta en la figura 2.1. El bloque de control de corriente que en esta figura

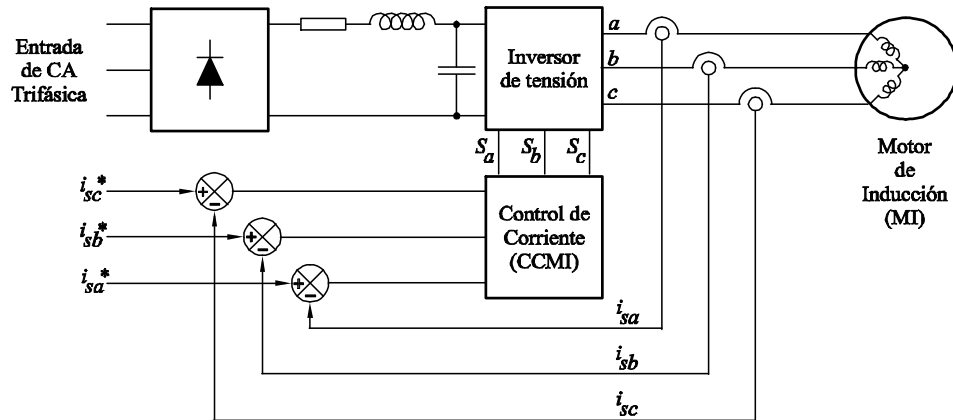


Figure 2.1: Sistema de control de corriente con inversor de tensión (VSI) y control PWM

aparece puede ser, para el caso de los motores de inducción, de tres tipos diferentes: por histéresis, por compensador PI y predictivo[1][11].

De todos los parámetros que estos controladores poseen, el índice de ripple de torque electromagnético es uno de los más importantes y deben ser minimizados por el sistema de control. Este parámetro depende fundamentalmente del ripple presente en la corriente de alimentación del motor.

Luego de analizar la bibliografía citada, se pueden mostrar las características principales de los tres tipos de controles en una tabla comparativa.

Parámetro	CCMI	Histéresis	PI		Predictivo
			asincrónico	sincrónico	
Velocidad de respuesta		alta	media	media	alta
Frecuencia de conmutación		variable	constante	constante	depende del algoritmo
Ripple de torque generado		muy alto	medio	medio	depende del algoritmo
Error en régimen permanente		no nulo	no nulo	nulo	depende del algoritmo
Complejidad		baja	media	media	alta

Table 2.1: Comparación de los CCMI existentes.

Según la tabla 2.1, los controles por histéresis presentan peores índices de ripple de torque electromagnético que los compensadores por PI debido a la estrategia de control que utilizan [6].

Los controles de corriente del tipo PI utilizan un compensador PI y una señal triangular con un comparador para generar las señales de conmutación. Estos controladores son una alternativa intermedia entre los basados en histéresis y predictivo, siendo su mayor inconveniente el retardo de corrección que presentan debido al efecto integrador lo cuál disminuye notablemente su velocidad de respuesta.

Los controles de corriente predictivos son los que mejores cualidades poseen y son los más atractivos en el momento de seleccionar el control a utilizar. ya que satisfacen las necesidades de la gran mayoría de los sistemas a controlar. Poseen un ripple de torque electromagnético y un error en régimen permanente aceptables, dependiendo los mismos del algoritmo empleado. Esto otorga una alta flexibilidad a este tipo de controles, a lo que se le suma una buena velocidad de respuesta. La única desventaja que estos poseen es la complejidad en su implementación y simulación.

Si quisiera mejorarse la característica de ripple electromagnético del MI debería implementarse un nuevo método. Las características anteriormente mencionadas y la alta flexibilidad en cuanto al algoritmo que presenta el control predictivo, justifican el desarrollo de un método híbrido basado en el principio de funcionamiento de los CCMI por histéresis y predictivo, con el objetivo de reducir el ripple de torque electromagnético y la complejidad. Se descarta para el nuevo método la utilización de un compensador PI por los defectos mencionados previamente. De esta manera, en este capítulo se realiza la introducción teórica simulandose ambos métodos, con el fin de comprender su funcionamiento y obtener fundamentos numéricos que muestren su performance, dejando para el capítulo siguiente el desarrollo del método híbrido propuesto.

2.3 Control de Corriente por Histéresis

2.3.1 Introducción teórica

Los controladores de corriente de motores de inducción por histéresis, también conocidos como Bang-Bang, están basados en un lazo de realimentación no lineal con comparadores de histéresis de dos niveles como muestra la figura 2.2. En esta figura, las señales S_a , S_b y S_c controlan al inversor; i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} son las corrientes estatóricas instantáneas del motor, i_{sa}^* , i_{sb}^* e i_{sc}^* son las corrientes estatóricas instantáneas de referencia; y e_a , e_b y e_c son los errores entre las corrientes del motor y las de referencia para una de las fases.

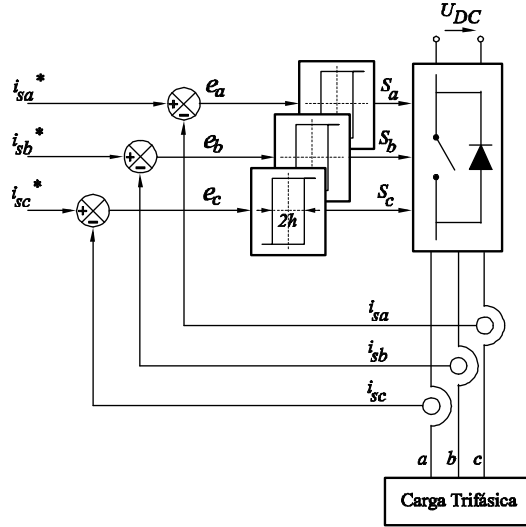


Figure 2.2: Controlador por histéresis de dos niveles

El comportamiento del controlador por histerésis puede ser explicado en términos de un plano complejo donde se muestran las conmutaciones y los vectores espaciales. La figura 2.3(a) muestra la banda de histéresis de ancho $2h$, definida sólo para la fase a para que la explicación sea más clara, el vector espacial de corriente estática de referencia \mathbf{i}_s^* , el vector de corriente estática en el motor \mathbf{i}_s y el error $\Delta \mathbf{i}_s$ entre ambos. Como se vió en el capítulo 1, estos vectores espaciales serán:

$$\mathbf{i}_s(t) = i_{sa}(t) + i_{sb}(t)e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_{sc}(t)e^{-j\frac{2}{3}\pi} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{i}_s^*(t) = i_{sa}^*(t) + i_{sb}^*(t)e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_{sc}^*(t)e^{-j\frac{2}{3}\pi} \quad (2.2)$$

$$\Delta \mathbf{i}_s(t) = \Delta i_{sa}(t) + \Delta i_{sb}(t)e^{j\frac{2}{3}\pi} + \Delta i_{sc}(t)e^{-j\frac{2}{3}\pi} \quad (2.3)$$

Estos vectores y la banda de histéresis se encuentran girando en el sentido antihorario a una velocidad angular dada por la frecuencia angular de la corriente ω .

El principio de funcionamiento básico de este controlador es muy simple. Dado que la banda de histéresis de ancho $2h$ está centrada en el vector de referencia \mathbf{i}_s^* , cuando el vector \mathbf{i}_s coincida con el límite de la banda de histéresis $+A$, el controlador conmutará al inversor de manera que dicho vector se desplace en la otra dirección. En cambio, cuando el vector \mathbf{i}_s coincida con el límite $-A$, el inversor accionará sus llaves de tal manera que el vector \mathbf{i}_s se desplace en la dirección opuesta.

Considerando ahora el caso de tres fases (a, b, c) se puede armar el diagrama de conmutación completo, figura 2.3(b). En esta figura se presentan las tres regiones de histéresis orientadas en los ángulos correspondientes para cada una de las fases, siendo sus ejes los indicados con línea punteada. Las señales S_a , S_b y S_c actúan sobre las llaves del inversor. La posición de estas llaves generan el vector espacial \mathbf{i}_s , como se vió en

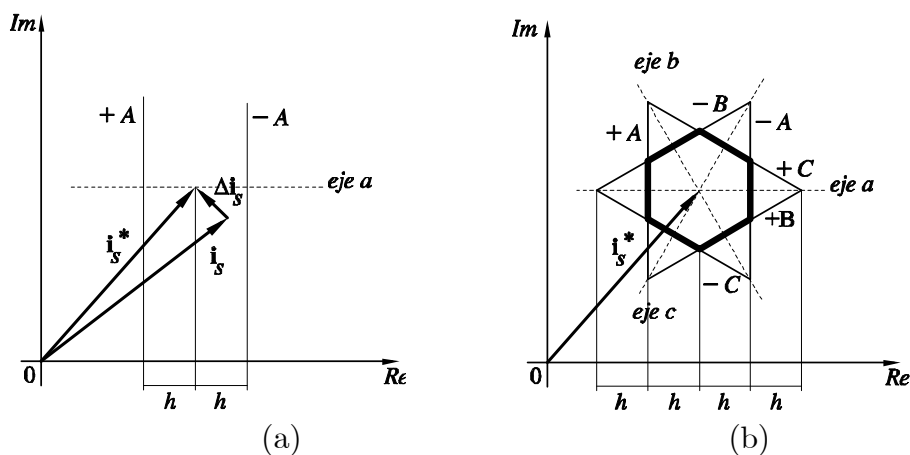


Figure 2.3: (a) Vector de corriente estática de referencia, actual y error, y zona de histéresis para una sola fase.; (b) Vector de corriente estática de referencia y zona de histéresis para un sistema de tres fases

el capítulo anterior. Por ejemplo, en el caso que se accionen las llaves superiores del inversor el vector espacial generado corresponde al vector tal que se produce al conectar la fase a , b y c a la tensión de alimentación del inversor U_{DC} . o lo que es lo mismo, $v(a+, b+, c+)$. De la misma manera, cuando se accionen las llaves inferiores del inversor, el vector generado es \mathbf{u}_0 , es decir, $v(a-, b-, c-)$ dado que las fases se conectaron $0V$.

La función del controlador es mantener la corriente \mathbf{i}_s en el interior del hexágono formado en el diagrama de conmutación mostrado en la figura 2.3(b). Cuando cualquiera de los contornos sea alcanzado por esta corriente, el inversor conmutará y ocasionará que el vector \mathbf{i}_s modifique su dirección permaneciendo en el interior de la región.

Como se muestra en la figura 2.2 la topología de este método requiere sólo tres comparadores de corriente independientes con histéresis. Cada comparador acciona un par de llaves del inversor de tensión, produciendo las corrientes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} en el motor de inducción. Estas corrientes son sensadas y comparadas con las corrientes de referencia correspondientes. El error entre los pares de corrientes ($i_{sa} - i_{sa}^*$, $i_{sb} - i_{sb}^*$ e $i_{sc} - i_{sc}^*$) se toman como entradas para los comparadores de las fases a , b y c respectivamente, cerrando así el lazo de control. La característica del comparador de la fase a se muestra en la figura 2.4, siendo iguales los de las fases b y c .

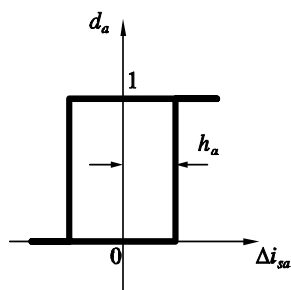


Figure 2.4: Característica del comparador por histéresis de dos niveles

Cuando el error e_a sea mayor que h_a , el comparador pone activa la salida, pasando a un 1 lógico. Cuando este error esté por debajo de h_a , el comparador entrega un 0. Cualquier situación intermedia dependerá de la histéresis característica del comparador. Lo mismo sucede con los comparadores de las fases b y c .

Los comparadores accionarán las llaves del inversor de tensión de manera de minimizar el error en las tres fases. Este principio de funcionamiento está representado en la tabla:

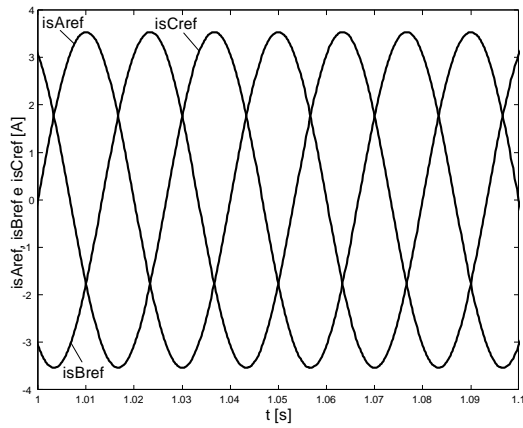
S_a	S_b	S_c	Vector Espacial
0	0	0	u_0 ó $v(a-, b-, c-)$
1	0	0	u_1 ó $v(a+, b-, c-)$
0	1	0	u_2 ó $v(a-, b+, c-)$
1	1	0	u_3 ó $v(a+, b+, c-)$
0	0	1	u_4 ó $v(a-, b-, c+)$
1	0	1	u_5 ó $v(a+, b-, c+)$
0	1	1	u_6 ó $v(a-, b+, c+)$
1	1	1	u_7 ó $v(a+, b+, c+)$

Esta tabla indica el vector espacial de tensión que el inversor aplicará al motor para cada combinación de las señales de conmutación. El modelo del motor de inducción que este inversor maneja es igual al desarrollado en el capítulo 1.

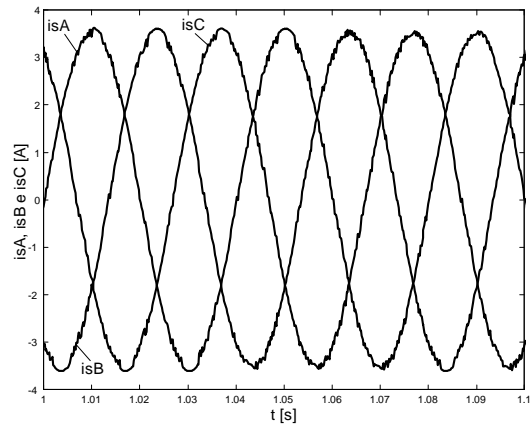
En la siguiente sección se explica el funcionamiento de este controlador en forma práctica y se realiza su simulación en Simulink.

2.3.2 Simulación del Control de Corriente por Histéresis

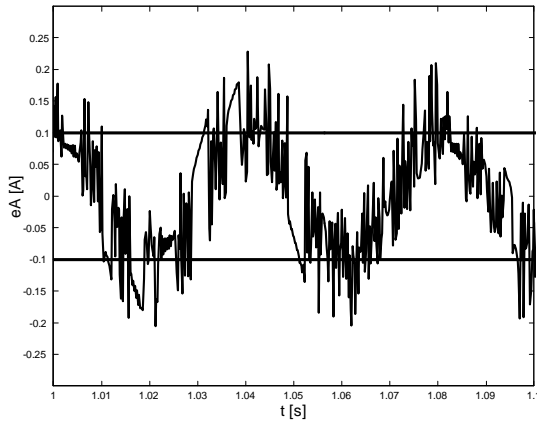
Para la simulación del método se programó en el comparador de histéresis una banda de error de corriente de $h_a = 0.1A$ y se limitó la frecuencia de conmutación máxima a $5KHz$. Los resultados de las simulaciones se muestran en la figura 3.10.



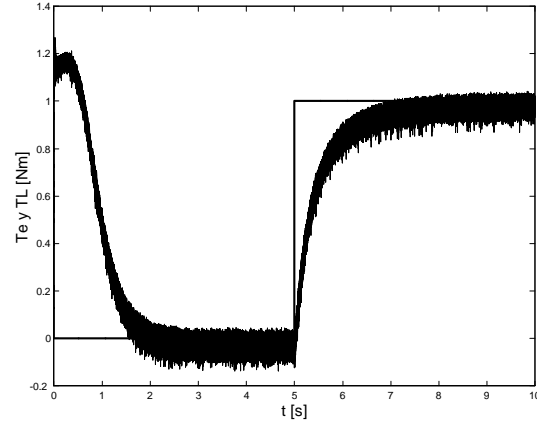
(a) Corrientes de fase i_{sAref} , i_{sBref} e i_{sCref}



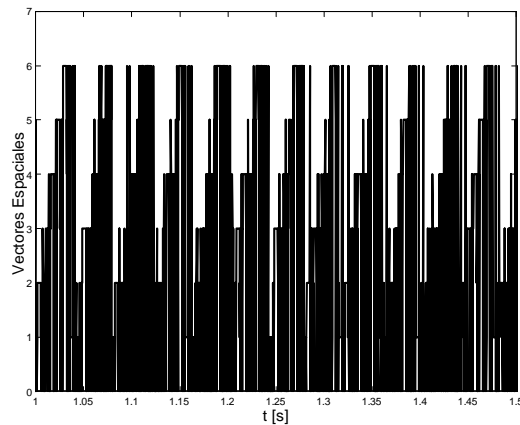
(b) Corrientes de fase i_{sA} , i_{sB} e i_{sC}



(c) Error en la fase e_A y banda de error



(d) Torque generado T_e y Torque de carga TL



(e) Vectores espaciales aplicados

Figure 2.5: Resultados de las simulaciones del CCMI por histéresis de dos niveles.

En la simulación se midió el ripple de torque electromagnético y el error en régimen

permanente, como se lista en la tabla 2.2.

Parámetro	CCMI por Histéresis dos niveles
Ripple de torque generado	0.2Nm
Error en régimen permanente	$\pm 0.2A$
Controlabilidad	Baja

Table 2.2: Resultados de la simulación del CCMI por histéresis.

2.3.3 Conclusiones

De los resultados anteriores se observa que las principales ventajas de este tipo de controladores es la simplicidad y la robustez. Además, presenta una alta velocidad de respuesta, consiguiendo así corrección rápida del error de corriente.

Se detectó también que el error de corriente programado no se mantuvo en el valor deseado, el valor obtenido es justo el doble del programado. Esto es debido a que el controlador, formado sólo por los comparadores de histéresis, accionan las llaves del inversor en forma independiente para cada fase. Tal funcionamiento provoca condiciones de conmutación que empeoran el error en vez de mejorarlo, duplicándolo en algunos casos. Por ejemplo, si el límite $-A$ es alcanzado con un vector espacial $v_1(a+, b-, c-)$ como se muestra en la figura 2.6(a), se necesitará más de una conmutación para lograr corregir la dirección de la corriente, lo que ocasionará que este vector se salga de la región hexagonal y el error aumente. De tal manera, se obtendrá un error neto de $2\Delta i_s$, dos veces el valor esperado de error de corriente.

Además, analizando una posible trayectoria de corriente de estator se puede ver la existencia de un ciclo límite de alta frecuencia[1]. Tomando el vector inicial de tensión estatórica v_1 , cuando éste alcanza el límite $+C$ se conmuta el inversor y se aplica de esta manera el vector de tensión $v_2(a+, b-, c+)$. El próximo encuentro con la zona límite es en $-A$ conmutándose a $v_3(a-, b-, c+)$. Continuando este razonamiento, los vectores de tensión son aplicados repetidamente y resulta así un ciclo límite de conmutación de alta frecuencia si la inductancia es baja y la banda de histéresis pequeña, como se muestra en la figura 2.6(b). Además se observa que el error nunca tendió a cero aún cuando se estaba trabajando en régimen permanente.

En resumen, el método de control de corriente por histéresis es muy simple y provee buen control de la amplitud de la corriente estatórica, pero tiene problemas de conmutación debido a la independencia de cada comparador, presentando también ciclos límites de corriente y un nivel de ripple torque electromagnético alto.

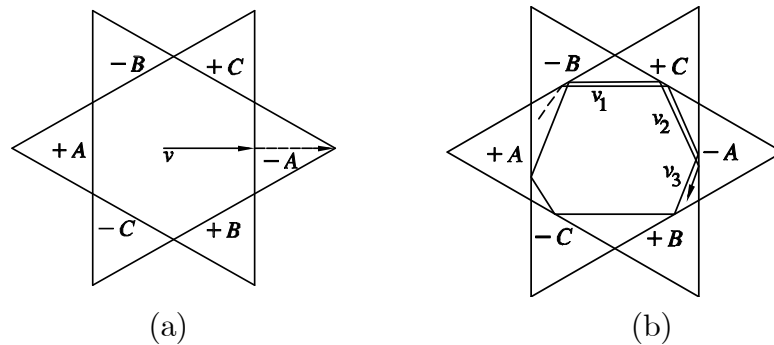


Figure 2.6: (a) Vector de corriente estatórica en el caso más desfavorable.; (b) Trayectorias de corriente estatórica mostrando el ciclo límite de alta frecuencia.

2.4 Controles de Corriente Predictivos

2.4.1 Introducción teórica

Los controladores de corriente predictivos (óptimos) son un desarrollo reciente. El control de la corriente estatórica es visto como un problema de optimización donde el problema fundamental es la selección de un vector espacial óptimo que posicione a la corriente estatórica como se desea. Esto se puede ver en la figura 2.7. En este caso, se predice la trayectoria futura para todas las posibles combinaciones de vectores de tensión de salida del inversor. A cada ciclo de reloj se selecciona el estado de conmutación del inversor que mejor mantiene al vector de corriente dentro del círculo, el cuál está centrado en el vector de referencia. El radio de este círculo está determinado por la banda de error tolerable, mientras que minimiza una función de costo, como puede ser el ripple de corriente. El principio de funcionamiento es muy atractivo pero difícil de implementar debido a la necesidad de tener que calcular todas las posibles trayectorias de corriente para todos los estados posibles en cada ciclo de reloj, y la necesidad de conocer el valor instantáneo de la EMF del motor, una variable que es muy difícil de medir.

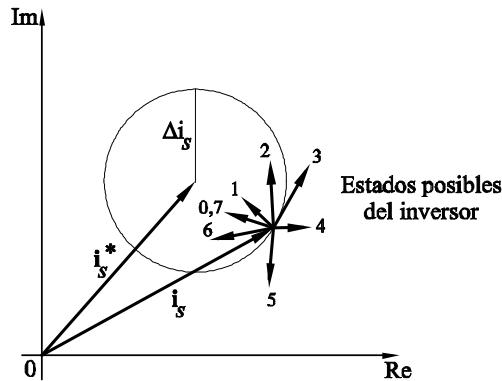


Figure 2.7: Posibles trayectorias de corriente estática en el controlador de corriente predictivo

Un método propuesto por Nabae [9] y otros colegas está basado en la predicción de la dirección de la corriente a partir de la derivada del vector de error de corriente. Esto se debe hacer para todos los posibles estados del inversor, y seleccionar así el estado que provea la menor derivada en la dirección opuesta a la dirección del vector de error. Alternativamente, el estado que se opone al vector de error de corriente se selecciona durante largos transitorios dinámicos. Estas predicciones pueden ser resumidas en tablas de look-up, donde se definen los vectores espaciales para la operación en régimen permanente y transitorio.

2.4.2 Simulación del Control de Corriente Predictivo

Una de las técnicas de CCMI predictivo más simple y con mayor aplicación, es la selección del vector espacial mediante un algoritmo que evalúe la posición del vector espacial de corriente estática actual respecto de una región de trabajo predefinida. Esta región limita el desplazamiento del vector espacial en el plano.

Se simulan a continuación dos métodos CCMI predictivos que utilizan tal estrategia, uno en coordenadas estáticas bifásicas $\alpha\beta$ y otro en coordenadas de campo rotórico dq .

Control de Corriente Predictivo en Coordenadas Bifásicas

Como se ilustra en la figura 2.8, la topología de este método es más compleja que la vista para CCMI por histéresis de dos niveles (figura 2.2). En este caso, se realiza un cambio de coordenadas de trifásica a bifásica ($ABC \rightarrow \alpha\beta$), dado por la ecuación (2.4), reduciéndose el número de comparadores por histéresis a dos e incrementándose el número de niveles de los mismos a tres. Dichos comparadores, cuya característica se muestra en la figura 2.9(a), seleccionan los vectores espaciales óptimos de dos tablas de look-up, una para cada coordenada. Mediante una conversión de coordenadas inversa,

de bifásica a trifásica ($\alpha\beta \rightarrow ABC$), dada por la ecuación (2.5), las dos salidas de las tablas de look-up accionan al inversor de tensión que alimenta el estator de la máquina.

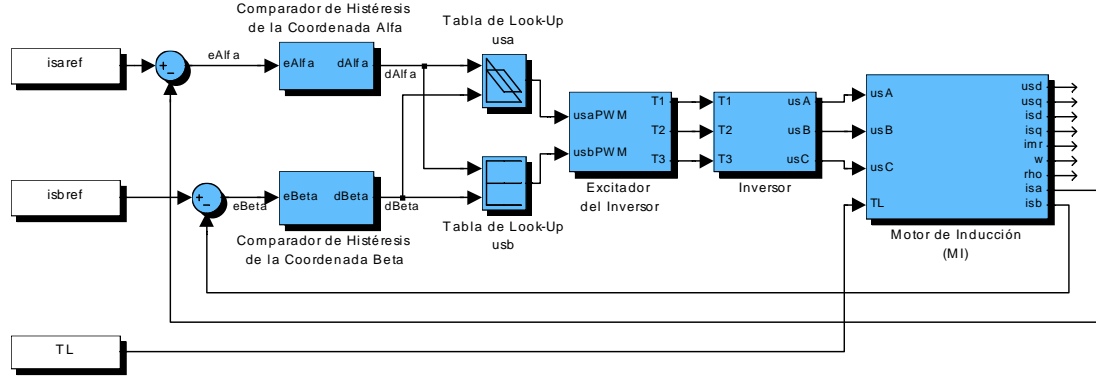


Figure 2.8: Diagrama en bloques del control de corriente predictivo en coordenadas $\alpha\beta$

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Para calcular los errores e_α y e_β es necesario transformar las corrientes trifásicas i_{sA} , i_{sB} e i_{sC} en sus equivalentes bifásicas. El modelo utilizado para la simulación ya provee las señales en coordenadas $\alpha\beta$, no siendo necesaria dicha transformación. Ambos errores accionan los comparadores, quedando así el lazo cerrado.

La característica mostrada de los comparadores define una región rectangular de error en coordenadas $\alpha\beta$, limitando así a la corriente estática. Tal región se muestra en la figura 2.9(b).

El algoritmo de selección del vector espacial analiza el estado de los comparadores y aplica el vector espacial óptimo según la siguiente tabla:

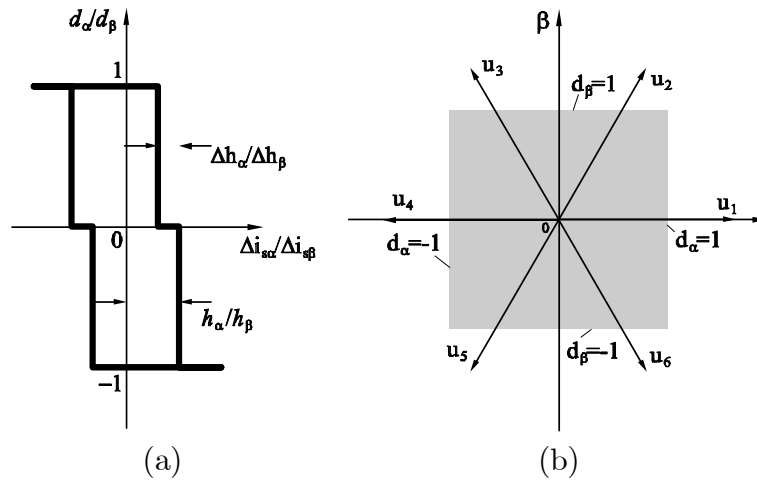
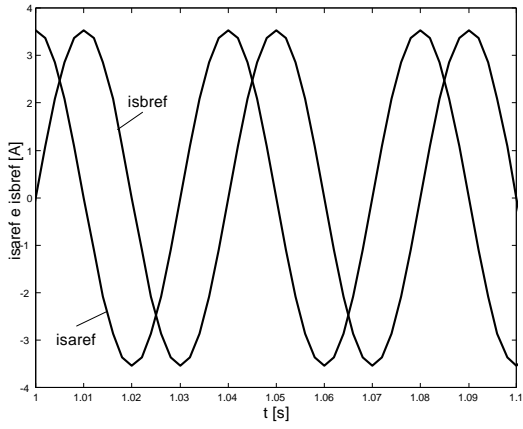


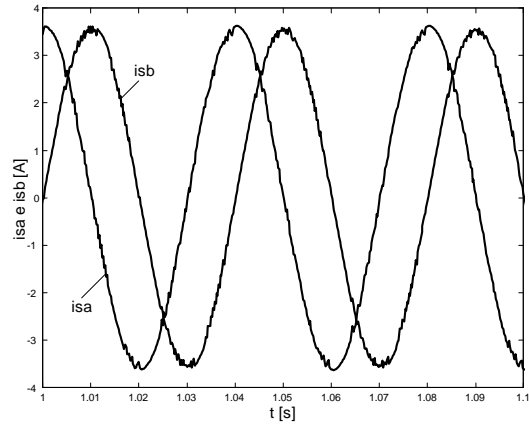
Figure 2.9: (a) Característica del comparador de histéresis de tres niveles, (b) Región de funcionamiento del CCMI predictivo en coordenadas $\alpha\beta$ y vectores espaciales

d_α	d_β	Vector Espacial
-1	-1	u_2
-1	0	u_1
-1	1	u_6
0	-1	u_3
0	0	u_0
0	1	u_6
1	-1	u_3
1	0	u_4
1	1	u_5

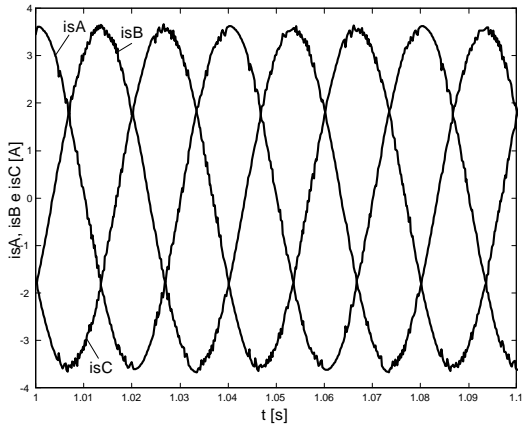
Se mantuvieron los parámetros de simulación para hacer posible la comparación de los métodos, programando una banda de error de corriente de $\pm 0.1A$ y una frecuencia de conmutación máxima de $5KHz$.



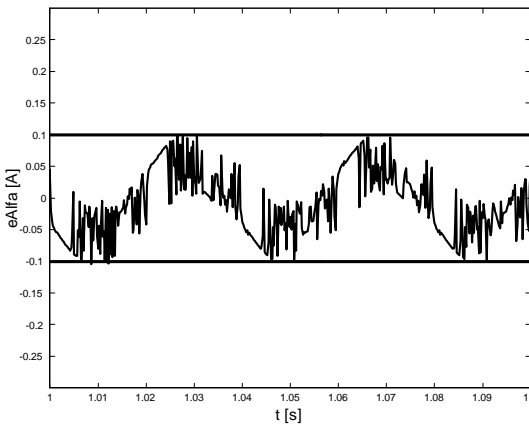
(a) Corrientes de fase i_{saref} e i_{sbref}



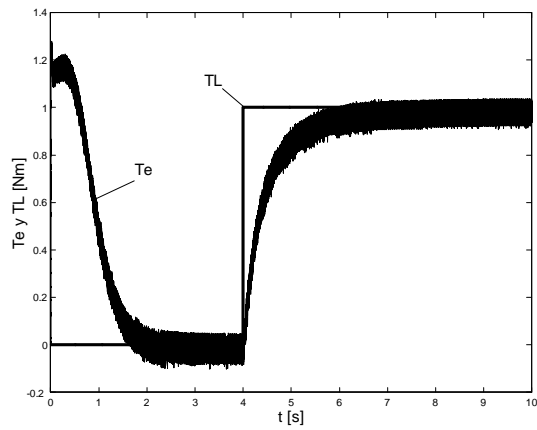
(b) Corrientes de fase i_{sa} e i_{sb}



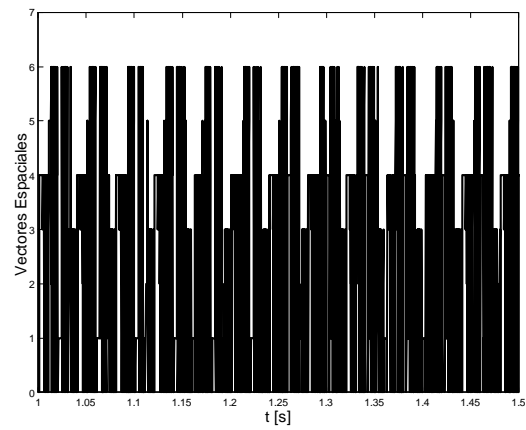
(c) Corrientes de fase i_{sA} , i_{sB} e i_{sC}



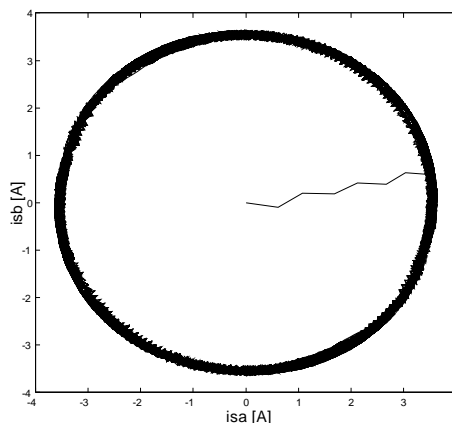
(d) Error en la fase e_a y banda de error



(e) Torque generado T_e y Torque de carga TL



(f) Vectores espaciales aplicados



(g) Trayectoria de corriente estática

Figure 2.10: Resultados de las simulaciones del CCMI predictivo en coordenadas $\alpha\beta$.

Para concluir, los resultados muestran que este CCMI presenta menos error y menos ripple de torque que el por histéresis, dado que el error de corriente se mantuvo en la banda programada de $\pm 0.1A$ y el ripple de torque en aproximadamente $0.125Nm$. El gráfico de la trayectoria de la corriente estática verifica también la permanencia de ésta en la región definida de trabajo.

Control de Corriente Predictivo en Coordenadas de Campo Rotórico

La topología de este método se presenta en la figura 2.11. En este caso, se realiza un cambio de coordenadas de trifásica a bifásica ($ABC \rightarrow \alpha\beta$), y luego de bifásica a rotórica ($\alpha\beta \rightarrow dq$), dado por la ecuación (2.6). Este sistema de referencia está formado por dos componentes, la componente de campo i_{sd} y la componente de torque i_{sq} . El ángulo ρ que se utiliza para posicionar las coordenadas rotóricas es el ángulo del campo rotórico y evoluciona en el tiempo con el giro del rotor.

Los dos comparadores de histéresis utilizados tiene la misma característica que los utilizados en el CCMI predictivo en coordenadas $\alpha\beta$. Estos cumplen la función de seleccionar los vectores espaciales óptimos de dos tablas de look-up, una para cada coordenada. Ambas tablas accionan al inversor de tensión con un criterio que depende de los errores y del ángulo ρ .

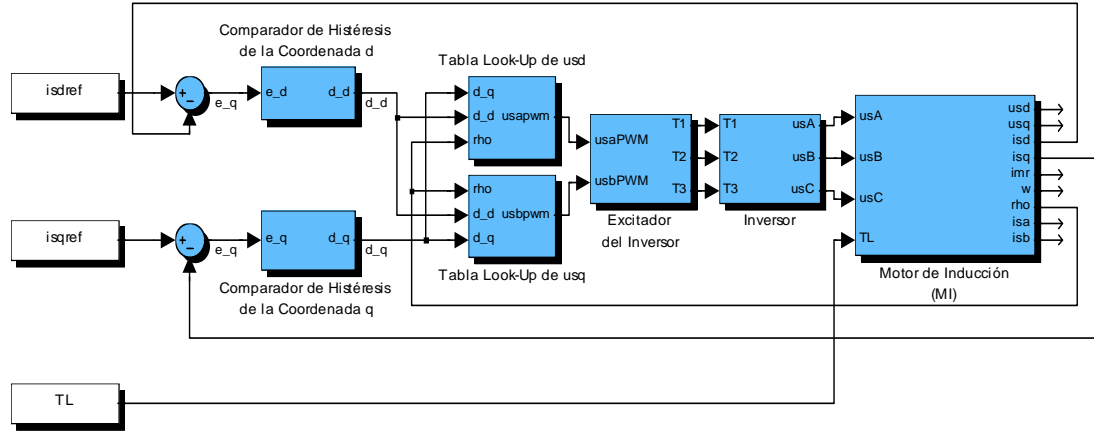


Figure 2.11: Diagrama en bloques del control de corriente predictivo en coordenadas dq

Para calcular los errores e_d y e_q es necesario transformar las corrientes trifásicas i_{sA} , i_{sB} e i_{sC} a sus equivalentes rotóricas. Esto es posible mediante la ecuación (2.7). El modelo utilizado para la simulación ya provee las señales en coordenadas dq , no siendo necesaria dicha transformación. Ambos errores accionan los comparadores, quedando así el lazo cerrado.

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

El algoritmo de selección del vector espacial analiza el estado de los comparadores y del ángulo ρ . Esta selección se produce definiendo veinticuatro regiones en el plano $\alpha\beta$, como se muestra en la figura 2.12.

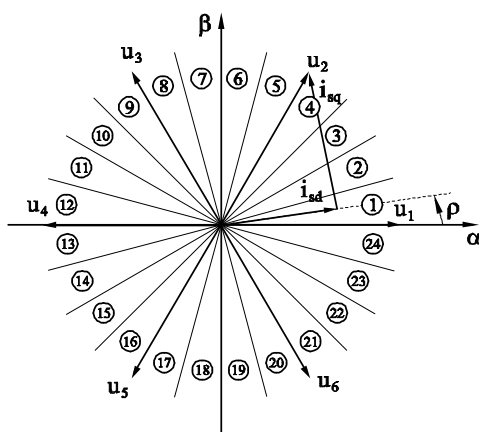


Figure 2.12: Regiones del plano dq

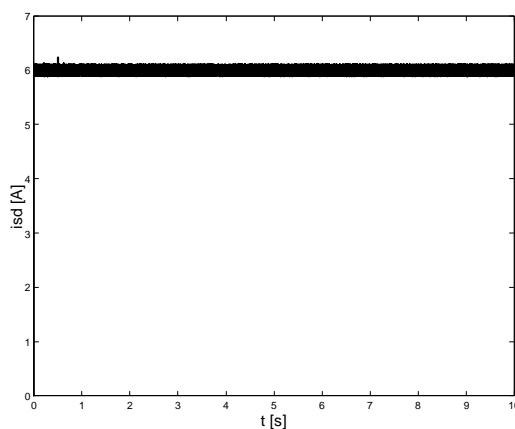
Para cada una de las regiones corresponde un par de tablas diferentes, debido a que es necesario saber la orientación en campo instantánea. La tabla de selección utilizada es la siguiente:

región		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$d_d d_q$													
1	1	u_2	u_2	u_2	u_3	u_3	u_3	u_3	u_4	u_4	u_4	u_4	u_5
1	0	u_1	u_1	u_2	u_2	u_2	u_2	u_3	u_3	u_3	u_3	u_4	u_4
1	-1	u_6	u_1	u_1	u_1	u_1	u_2	u_2	u_2	u_2	u_3	u_3	u_3
0	1	u_3	u_3	u_3	u_3	u_4	u_4	u_4	u_4	u_5	u_5	u_5	u_5
0	0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0
0	-1	u_6	u_6	u_6	u_6	u_1	u_1	u_1	u_1	u_2	u_2	u_2	u_2
-1	1	u_3	u_4	u_4	u_4	u_4	u_5	u_5	u_5	u_5	u_6	u_6	u_6
-1	0	u_4	u_4	u_5	u_5	u_5	u_5	u_6	u_6	u_6	u_6	u_1	u_1
-1	-1	u_5	u_5	u_5	u_6	u_6	u_6	u_6	u_1	u_1	u_1	u_1	u_2

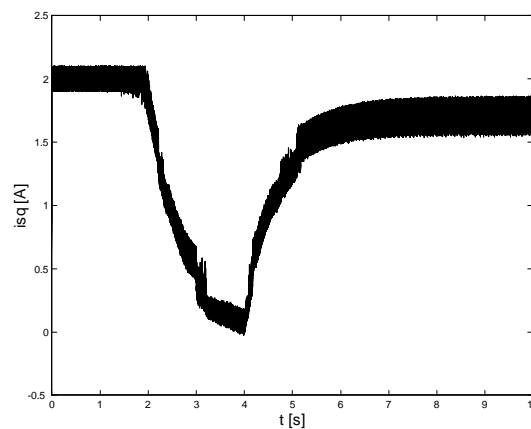
Los resultados de la simulación que se presentan a continuación corresponden al CCMI predictivo en coordenadas de campo, con una referencia de campo de 3.5A y una referencia de torque de 2A para asegurar el arranque del motor y poder asumir la carga.

región		13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
d_d	d_q												
1	1	u_5	u_5	u_5	u_6	u_6	u_6	u_6	u_1	u_1	u_1	u_1	u_2
1	0	u_4	u_4	u_5	u_5	u_5	u_5	u_6	u_6	u_6	u_6	u_1	u_1
1	-1	u_3	u_4	u_4	u_4	u_4	u_5	u_5	u_5	u_5	u_6	u_6	u_6
0	1	u_6	u_6	u_6	u_6	u_1	u_1	u_1	u_1	u_2	u_2	u_2	u_2
0	0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0
0	-1	u_3	u_3	u_3	u_3	u_4	u_4	u_4	u_4	u_5	u_5	u_5	u_5
-1	1	u_6	u_1	u_1	u_1	u_1	u_1	u_1	u_2	u_2	u_2	u_2	u_3
-1	0	u_1	u_1	u_2	u_2	u_2	u_2	u_3	u_3	u_3	u_3	u_4	u_4
-1	-1	u_2	u_2	u_2	u_3	u_3	u_3	u_3	u_4	u_4	u_4	u_4	u_5

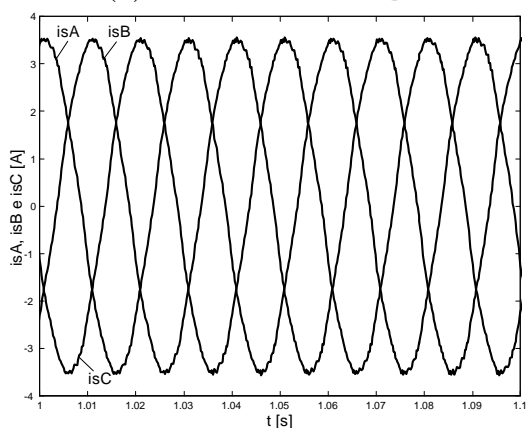
Table 2.3: Señales de control de CCMI predictivo en coordenadas de campo.



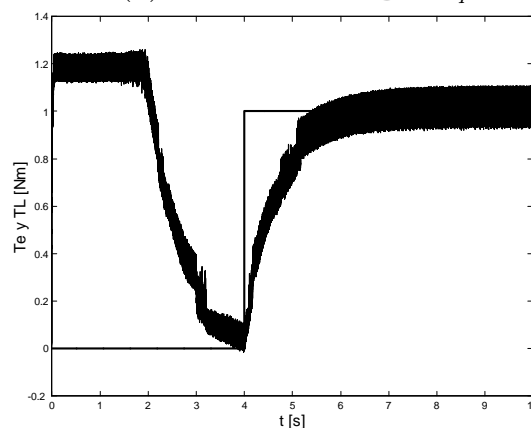
(a) Corriente de campo i_{sd}



(b) Corriente de cupla i_{sq}



(c) Corrientes de fase i_{sA} , i_{sB} e i_{sC}



(d) Torque generado T_e y de carga T_L

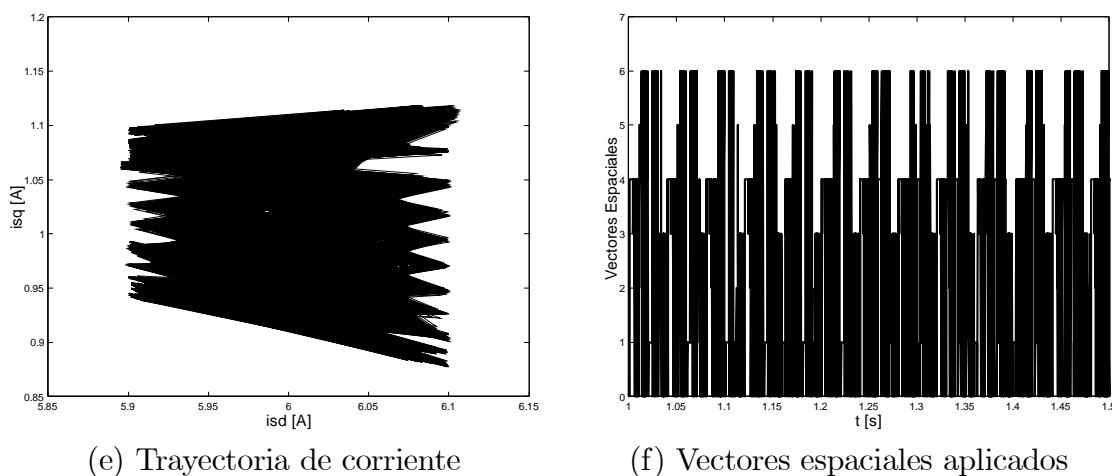


Figure 2.13: Resultados de las simulaciones del CCMI predictivo en coordenadas dq .

Para finalizar, los resultados muestran que este CCMI tiene un comportamiento muy similar al CCMI predictivo en coordenadas bifásicas pero se comporta mejor que el CCMI por histéresis. El error de corriente se mantuvo en la banda programada de $\pm 0.1A$ y el ripple de torque en aproximadamente $0.135Nm$. Se realiza el gráfico de la trayectoria de corriente en coordenadas dq verificándose que esta se mantiene en los límites especificados.

2.4.3 Conclusiones

Los resultados de las simulaciones de los métodos de control de corriente predictivos se muestran en la tabla 2.4.

Parámetro	CCMI	Predictivo	
		$\alpha\beta$	dq
Ripple de torque generado		0.125Nm	0.135Nm
Error en régimen permanente		$\pm 0.1A$	$\pm 0.1A$
Controlabilidad		Media	Alta

Table 2.4: Comparación entre los métodos simulados.

2.5 Conclusiones

Para establecer las diferencias y similitudes de los métodos analizados, se realiza una tabla comparativa con los resultados de todas las simulaciones hechas previamente.

Parámetro	CCMI	Histéresis dos niveles	Predictivo	
			$\alpha\beta$	dq
Complejidad		Baja	Media (Tabla 9x1x2)	Alta (Tabla 9x24x2)
Ripple de torque generado		0.2Nm	0.125Nm	0.135Nm
Error en régimen permanente		$\pm 0.2A$	$\pm 0.1A$	$\pm 0.1A$
Controlabilidad		Baja	Media	Alta

Table 2.5: Comparación de todos los métodos simulados.

La tabla 2.5 presenta las características más importantes de los CCMI simulados. Es destacable la diferencia existente entre el torque de ripple generado de los métodos predictivos frente al método por histéresis de dos niveles. Se obtiene en el caso predictivo una reducción aproximadamente del 37.5% en el ripple de torque generado. En cuanto al error en régimen permanente, los métodos predictivos a estos en las bandas predefinidas de $\pm 0.1A$, mientras que el CCMI por histéresis lo duplica. La controlabilidad de la máquina se acentúa en el caso predictivo en coordenadas dq , pero a cambio de aumentar la complejidad. Dado que el objetivo del nuevo control de corriente es reducir el ripple de torque electromagnético, no se justifica utilizar un control orientado en coordenadas dq para mejorar la controlabilidad del mismo. Además, este control no representa mejoras en cuanto al ripple.

En función de los resultados obtenidos, se propone implementar un método de control de corriente que cumpla con la baja complejidad del CCMI por histéresis y las óptimas características que propone el CCMI predictivo en coordenadas $\alpha\beta$ para reducir el ripple de torque electromagnético en el motor de inducción.

En el siguiente capítulo, se presenta un CCMI en coordenadas $\alpha\beta$ con una estrategia de control óptimo basada en una función de costo que reduzca el ripple de torque electromagnético.

Chapter 3

Método de Control de Corriente Propuesto

3.1 Resumen

En este capítulo se desarrolla el método de control de corriente para motores de inducción propuesto basado en la estrategia de reducción de ripple electromagnético generado por el motor. Se presenta el desarrollo matemático y las simulaciones realizadas del mismo. Finalmente, se comparan los resultados del análisis de este método con los obtenidos en el capítulo anterior.

3.2 Introducción

Como se indicó en el capítulo 2, el comportamiento de los CCMI depende exclusivamente de la estrategia de control de corriente utilizada. Por tal razón, existen diferentes estrategias de control con el objetivo de maximizar el comportamiento del CCMI en algún parámetro determinado, por ejemplo, el error en régimen permanente, la velocidad de respuesta, el ripple de corriente estática o el ripple de torque electromagnético [10].

El parámetro que se desea minimizar mediante el CCMI propuesto es el ripple de torque electromagnético generado por el motor para obtener una respuesta suave y una corriente estática libre de armónicas. Entre las estrategias presentadas hasta la actualidad, se encuentra la presentada por Holtz [5]. En su trabajo, se presenta un CCMI del tipo predictivo que disminuye el ripple de la corriente. Los resultados obtenidos son excelentes pero en contrapartida, la complejidad es alta debido a los cálculos que el control debe realizar.

Otro método novedoso y de gran aplicación es el método propuesto por Nabae[9]. La estrategia que este método posee está basada en predecir la dirección de la derivada del vector de error de corriente para todos los posibles estados del inversor, y subsecuentemente seleccionar el estado o vector espacial que provea menor derivada en la dirección opuesta a la dirección del vector de error actual. Esto reduce el contenido armónico

en la corriente del motor y así el ripple de torque electromagnético generado. En su trabajo, Nabae propone la aplicación de su estrategia de control a un controlador del tipo predictivo en coordenadas trifásicas (a, b, c) obteniendo resultados satisfactorios.

Después de realizar el análisis de la estrategia presentada por Nabae, se encontró que es posible explotar aún más la misma, aplicándola para reducir el ripple de torque electromagnético. De tal manera, se propone un controlador del tipo predictivo que implemente esta estrategia pero aplicada a un controlador en coordenadas bifásicas (α, β) , obteniendo así un controlador menos complejo al presentado originalmente por Nabae. Además, se agregan dos comparadores por histéresis para limitar la velocidad de conmutación y reducir aún más el ripple de torque electromagnético. En conclusión, se presentará en este capítulo un CCMI basado en el control por histéresis y predictivo con una estrategia de control que minimiza el ripple de torque electromagnético generado por el motor.

En primera instancia, se presentará la estrategia a utilizar en el CCMI. La misma se fundamentará matemáticamente quedando así definido el control propuesto. Las simulaciones presentadas en la segunda sección mostrarán las características del método, las cuales se compararán con las características de los métodos ya simulados al final del capítulo.

3.3 Estrategia de Control

Como expresa la ecuación (1.21a), la tensión en el estator del motor viene dada por:

$$\mathbf{u}_s(t) = \mathbf{i}_s(t)r_s + l_s \frac{d\mathbf{i}_s(t)}{dt} + u_{e\alpha}(t) \quad (3.1)$$

donde

$$u_{e\alpha}(t) = l_m d[i_r(t)e^{j\varepsilon}] / dt$$

Tomando a \mathbf{i}_s como la corriente actual y a \mathbf{i}_s^* como la corriente de referencia, se define al vector error de corriente como:

$$\Delta \mathbf{i}_s = \mathbf{i}_s^* - \mathbf{i}_s \quad (3.2)$$

Sustituyendo la ecuación (3.2) en la ecuación (3.1) se obtiene:

$$\mathbf{i}_s = l_s \frac{d\Delta \mathbf{i}_s}{dt} + \Delta \mathbf{i}_s r_s = \mathbf{i}_s^* r_s + l_s \frac{d\mathbf{i}_s^*}{dt} + u_{e\alpha} - \mathbf{u}_s^* \quad (3.3)$$

donde

\mathbf{u}_s^* es el vector espacial de referencia

Generalmente, el término $\Delta \mathbf{i}_s r_s$ puede ser despreciado frente al término $l_s d\Delta \mathbf{i}_s / dt$, pues el sistema trabaja en conmutación y la variación del error de corriente $d\Delta \mathbf{i}_s / dt$

es mucho mayor que el propio error de corriente $\Delta \mathbf{i}_s$. Realizando tal simplificación se obtiene:

$$l_s \frac{d\Delta \mathbf{i}_s}{dt} \cong \mathbf{u} - \mathbf{u}_s^* \quad (3.4)$$

donde

$$\mathbf{u} = \mathbf{i}_s^* r_s + l_s d\mathbf{i}_s^*/dt + u_{e\alpha}$$

La variable $d\Delta \mathbf{i}_s/dt$ comanda el contenido armónico de la corriente estatórica en régimen permanente pues da información de cuanto varía esta frente a la corriente de referencia. Cuanto mayor sea el valor de $d\Delta \mathbf{i}_s/dt$, habrá mayor variación del error de corriente y de esta manera más ripple[9]. La ecuación (3.4) indica que esta variable está determinada por el vector de referencia aplicado \mathbf{u}_s^* , ya que \mathbf{u} sólo depende de la corriente de referencia \mathbf{i}_s^* .

Dado que \mathbf{u}_s^* es la tensión estatórica del motor impuesta y que el control de éste se realiza con un inversor de tensión, los únicos valores que esta tensión puede adoptar son los correspondientes a los vectores espaciales \mathbf{u}_0 , \mathbf{u}_1 , \mathbf{u}_2 , \mathbf{u}_3 , \mathbf{u}_4 , \mathbf{u}_5 , \mathbf{u}_6 y \mathbf{u}_7 , dependiendo del estado de conmutación en que se encuentra el inversor de tensión (apéndice A).

Según lo discutido anteriormente, para disminuir el contenido armónico de la corriente estatórica en el motor y así el ripple de torque electromagnético generado por éste, el algoritmo debe seleccionar el vector \mathbf{u}_s^* que minimice al vector $l_s d\Delta \mathbf{i}_s/dt$ y que tenga la dirección opuesta al vector error de corriente actual $\Delta \mathbf{i}_s$. Este es el funcionamiento básico de la estrategia de control a utilizar. Para que el funcionamiento descrito anteriormente se comprenda por completo a continuación se plantea un caso particular donde se aplicará dicha estrategia.

Como se explica en el apéndice A, los posibles estados del inversor de tensión se pueden representar mediante vectores espaciales como se muestra la figura 3.1. En esta figura, es posible definir diferentes regiones del plano $\alpha\beta$ entre cada vector espacial. Se definen así las regiones **I**, **II**, **III**, **IV**, **V** y **VI**.

El vector \mathbf{u} , tensión del motor debida a la corriente \mathbf{i}_s^* , puede estar en cualquiera de las seis regiones definidas y el sistema de control debe determinar el vector \mathbf{u}_s^* óptimo a aplicar para minimizar al vector $l_s d\Delta \mathbf{i}_s/dt$ y así el ripple de torque electromagnético. Se supone el caso en que \mathbf{u} se encuentra en la región **I**. Este caso se muestra en la figura 3.2 donde también se muestran los vectores $l_s d\Delta \mathbf{i}_s/dt$ que se obtendrían al aplicar cualquiera de los ocho vectores espaciales posibles mediante el inversor de tensión.

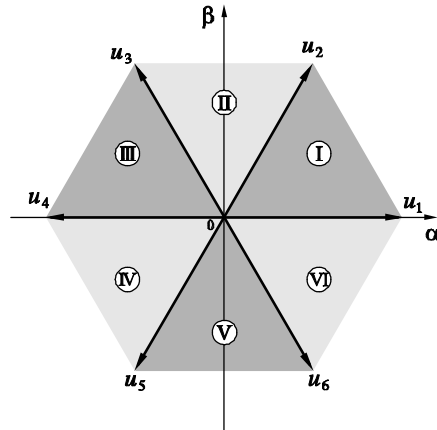


Figure 3.1: Regiones del plano $\alpha\beta$ del vector \mathbf{u} .

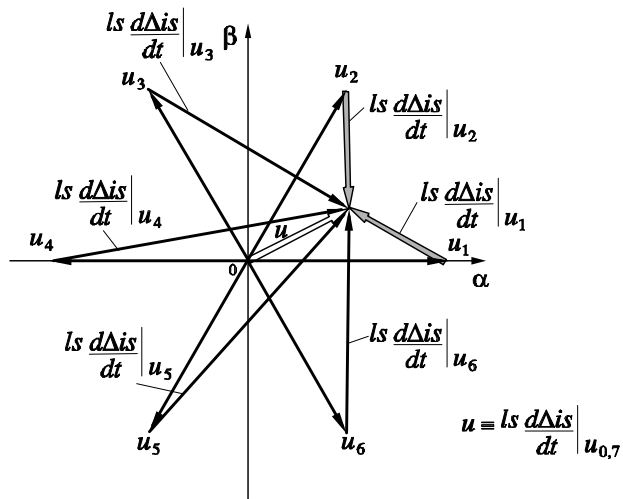


Figure 3.2: Caso particular con \mathbf{u} perteneciente a la región **I**.

En esta figura, tanto $l_s d\Delta i_s/dt$ para \mathbf{u}_0 como para \mathbf{u}_7 coinciden con \mathbf{u} pues todos tienen el mismo origen. Por lo tanto, para visualizar más claramente la situación planteada, se redibujan todos los vectores resultantes referenciados a un origen común en la figura 3.3.

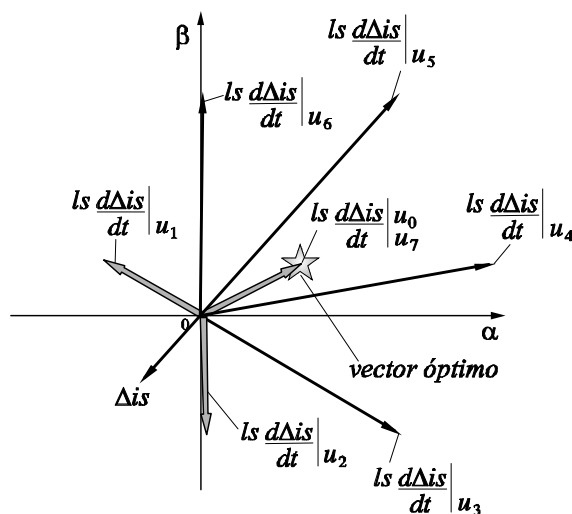


Figure 3.3: Resultado obtenido tras la aplicación de cada uno de los posibles vectores espaciales cuando \mathbf{u} pertenece a la región **I**.

Debido a que se pretende obtener el menor ripple de corriente estática posible, sólo se permitirá realizar la conmutación de una sola llave del inversor a la vez. De tal manera, como se indica en el apéndice A, los únicos vectores que se pueden aplicar, cuando el vector \mathbf{u} se encuentra en una determinada región, son los vectores adyacentes a esa región. En el caso particular planteado, donde el vector \mathbf{u} pertenece a la región **I**, los únicos vectores aplicables son \mathbf{u}_0 , \mathbf{u}_1 , \mathbf{u}_2 y \mathbf{u}_7 . Por tal motivo, estos vectores se dibujan diferenciados de los otros en las figuras anteriores.

Finalmente, para seleccionar el vector espacial que minimiza el ripple es necesario conocer la ubicación del vector error de corriente $\Delta \mathbf{i}_s$. En la figura 3.3 se supone un posible vector $\Delta \mathbf{i}_s$ y para tal caso, el vector óptimo a seleccionar sería el vector \mathbf{u}_0 o \mathbf{u}_7 dado que la dirección del vector $l_s d\Delta \mathbf{i}_s / dt$ que estos generan se opone al vector $\Delta \mathbf{i}_s$. La selección final entre \mathbf{u}_0 y \mathbf{u}_7 depende del estado en que se encuentre el inversor en dicho momento. Por ejemplo, si el inversor se encuentra en el estado de conmutación $(0,0,1)$, o lo que es lo mismo, está aplicando \mathbf{u}_5 , entonces el vector óptimo que cumple con la estrategia y que produce menos conmutaciones es \mathbf{u}_0 . En cambio, si el inversor se encuentra en el estado de conmutación $(0,1,1)$, o lo que es lo mismo, está aplicando \mathbf{u}_4 , entonces el vector óptimo que cumple con la estrategia y que produce menos conmutaciones es \mathbf{u}_7 .

El funcionamiento anteriormente descrito es la estrategia de control del CCMI propuesto. Para aplicarla en un CCMI real, es necesario detectar la ubicación del vector $\Delta \mathbf{i}_s$ y del vector \mathbf{u} , para luego calcular los resultados que ocasionaría la aplicación de cada uno de los posibles vectores espaciales y seleccionar así el óptimo. A continuación se detallan las soluciones encontradas para cada uno de los puntos indicados anteriormente.

3.3.1 Detección de la ubicación del vector $\Delta \mathbf{i}_s$

Tomando a \mathbf{i}_s como la corriente actual y a \mathbf{i}_s^* como la corriente de referencia, se definió en la ecuación (3.2) al vector error de corriente como:

$$\Delta \mathbf{i}_s = \mathbf{i}_s^* - \mathbf{i}_s$$

A este vector se lo puede descomponer en coordenadas $\alpha\beta$ de la siguiente manera:

$$\Delta \mathbf{i}_s = \mathbf{i}_s^* - \mathbf{i}_s = i_{s\alpha}^* + j i_{s\beta}^* - (i_{s\alpha} + j i_{s\beta}) = i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha} + j (i_{s\beta}^* - i_{s\beta}) \quad (3.5)$$

de donde:

$$\Delta i_{s\alpha} = i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha} \quad (3.6)$$

$$\Delta i_{s\beta} = i_{s\beta}^* - i_{s\beta} \quad (3.7)$$

De la misma manera que se dividió en regiones al plano $\alpha\beta$ para el vector \mathbf{u} , se realiza una división en regiones para el plano del vector $\Delta \mathbf{i}_s$ como se muestra en la figura 3.4.

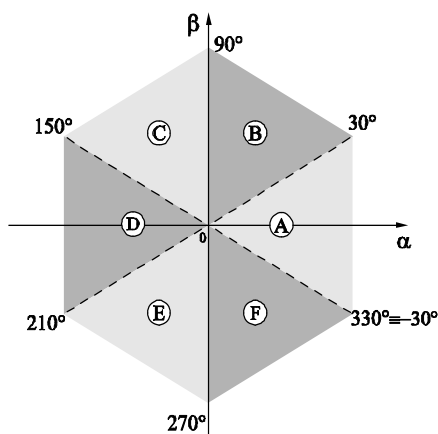


Figure 3.4: Regiones del plano $\alpha\beta$ del vector $\Delta \mathbf{i}_s$.

Para obtener la región a la que el vector $\Delta \mathbf{i}_s$ pertenece, se calcula el ángulo del vector $\Delta \mathbf{i}_s$ a partir de sus coordenadas $\Delta i_{s\alpha}$ y $\Delta i_{s\beta}$:

$$Ang(\Delta \mathbf{i}_s) = \arctan\left(\frac{\Delta i_{s\beta}}{\Delta i_{s\alpha}}\right) \quad (3.8)$$

Los diferentes valores que puede tomar $Ang(\Delta \mathbf{i}_s)$ y las correspondientes regiones se presentan en la tabla 3.1.

Valor de $Ang(\Delta \mathbf{i}_s)$	Región de $\Delta \mathbf{i}_s$
$-30^\circ < Ang(\Delta \mathbf{i}_s) \leq 30^\circ$	A
$30^\circ < Ang(\Delta \mathbf{i}_s) \leq 90^\circ$	B
$90^\circ < Ang(\Delta \mathbf{i}_s) \leq 150^\circ$	C
$150^\circ < Ang(\Delta \mathbf{i}_s) \leq 210^\circ$	D
$210^\circ < Ang(\Delta \mathbf{i}_s) \leq 270^\circ$	E
$270^\circ < Ang(\Delta \mathbf{i}_s) \leq 330^\circ$	F

Table 3.1: Regiones del vector error de corriente.

3.3.2 Detección de la ubicación del vector \mathbf{u}

El vector \mathbf{u} es la tensión estática del motor debida exclusivamente a la corriente de referencia \mathbf{i}_s^* , estando libre de armónicas. Mediante la ecuación (3.4) que se presenta a continuación:

$$l_s \frac{d\Delta \mathbf{i}_s}{dt} \cong \mathbf{u} - \mathbf{u}_s^*$$

se puede obtener el vector \mathbf{u} de la siguiente manera:

$$\mathbf{u} = l_s \frac{d\Delta \mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{u}_s^* \quad (3.9)$$

El cálculo de \mathbf{u} no tiene que ser exacto, solamente es necesario saber en que región del plano de las definidas en la figura 3.1 se encuentra. Según la ecuación (3.9), el vector \mathbf{u} se puede calcular mediante el conocimiento de la derivada del error y el vector \mathbf{u}_s^* aplicado anteriormente, el cuál generó la tensión que se está calculando. La autoinductancia estática l_s debe ser conocida mediante ensayos o datos técnicos.

Debido a que la estrategia de control se aplicará en un CCMI en coordenadas $\alpha\beta$, se realiza el cambio de coordenadas de la ecuación (3.9):

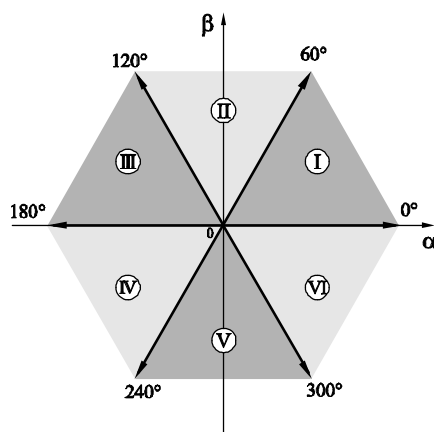
$$\mathbf{u} = u_\alpha + ju_\beta = l_s \frac{d\Delta i_{s\alpha}}{dt} + jl_s \frac{d\Delta i_{s\beta}}{dt} + u_{s\alpha}^* + ju_{s\beta}^* = l_s \frac{d\Delta i_{s\alpha}}{dt} + u_{s\alpha}^* + j \left(l_s \frac{d\Delta i_{s\beta}}{dt} + u_{s\beta}^* \right) \quad (3.10)$$

de donde:

$$u_\alpha = l_s \frac{d\Delta i_{s\alpha}}{dt} + u_{s\alpha}^* \quad (3.11)$$

$$u_\beta = l_s \frac{d\Delta i_{s\beta}}{dt} + u_{s\beta}^* \quad (3.12)$$

Para detectar la región de \mathbf{u} se utiliza el mismo principio que el utilizado para detectar la región del vector $\Delta \mathbf{i}_s$ indicada anteriormente. El ángulo del vector \mathbf{u} viene dado por:

Figure 3.5: Angulos de cada una de las regiones del vector \mathbf{u} .

Valor de $Ang(\mathbf{u})$	Región de \mathbf{u}
$0 < Ang(\mathbf{u}) \leq 60^\circ$	I
$60^\circ < Ang(\mathbf{u}) \leq 120^\circ$	II
$120^\circ < Ang(\mathbf{u}) \leq 180^\circ$	III
$180^\circ < Ang(\mathbf{u}) \leq 240^\circ$	IV
$240 < Ang(\mathbf{u}) \leq 300^\circ$	V
$300 < Ang(\mathbf{u}) \leq 360^\circ$	VI

Table 3.2: Regiones del vector error de corriente.

$$Ang(\mathbf{u}) = \arctan\left(\frac{u_\beta}{u_\alpha}\right) \quad (3.13)$$

Este ángulo indicará en que región del plano, de las definidas en la figura 3.5, se encuentra el vector \mathbf{u} .

Los diferentes valores que puede tomar $Ang(\mathbf{u})$ y las correspondientes regiones se presentan en la tabla 3.2.

3.3.3 Cálculo del vector óptimo \mathbf{u}_s^*

Al principio del capítulo se explicó para una situación particular la selección del vector óptimo. Para obtener un algoritmo genérico, es necesario tener en cuenta todos los casos posibles de ubicaciones del vector \mathbf{u} y del vector $\Delta \mathbf{i}_s$. En la figura 3.6 se presentan las diferentes regiones en las cuales se puede encontrar el vector \mathbf{u} y además, en un

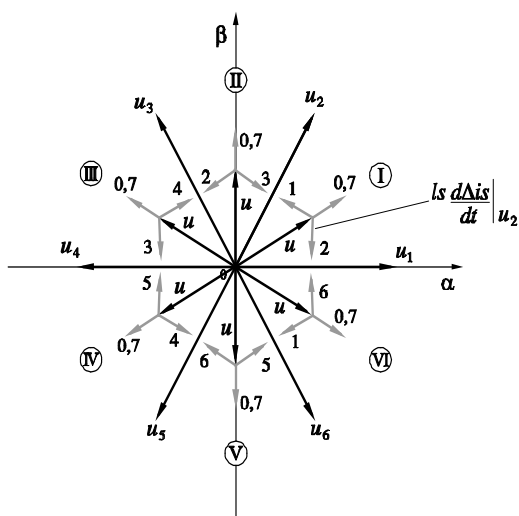


Figure 3.6: Posibles casos de vectores \mathbf{u} y $l_s d\Delta\mathbf{i}_s/dt$.

sombreado más claro, los posibles vectores $l_s d\Delta\mathbf{i}_s/dt$ para cada uno de los casos. Cada uno de estos vectores posee un número que corresponde al vector espacial que lo genera.

Para cada uno de los casos que aparecen en la figura 3.6 se deben considerar seis casos diferentes de vectores de error de corriente posibles. Por ejemplo, para el caso en que \mathbf{u} se encuentra en la región **I**, el vector $\Delta\mathbf{i}_s$ puede estar en la región **A**, **B**, **C**, **D**, **E** o **F**.

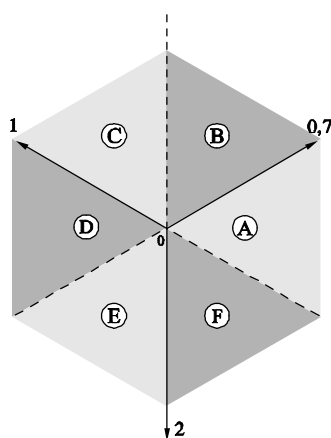


Figure 3.7: Posibles vectores $l_s d\Delta\mathbf{i}_s/dt$ a generar para el caso en que \mathbf{u} pertenece a la región **I**.

La figura anterior indica que cuando el error $\Delta\mathbf{i}_s$ se encuentra en la región **D** o **E**, el vector a aplicar será el \mathbf{u}_0 o \mathbf{u}_7 dependiendo de cual de los dos actúa sobre sólo una

llave del inversor de tensión. En el caso que el error se encuentre en la región B o C, el vector óptimo a aplicar será \mathbf{u}_2 , y finalmente, si $\Delta \mathbf{i}_s$ pertenece a la región F o A el vector óptimo correspondiente será \mathbf{u}_1 .

Generalizando el análisis anterior para todos los casos posibles, se conforma la tabla 3.3.

Región de \mathbf{u}	Región de $\Delta \mathbf{i}_s$					
	A	B	C	D	E	F
I	\mathbf{u}_1	\mathbf{u}_2	\mathbf{u}_2	$\mathbf{u}_{0,7}$	$\mathbf{u}_{0,7}$	\mathbf{u}_1
II	\mathbf{u}_2	\mathbf{u}_2	\mathbf{u}_3	\mathbf{u}_3	$\mathbf{u}_{0,7}$	$\mathbf{u}_{0,7}$
III	$\mathbf{u}_{0,7}$	\mathbf{u}_3	\mathbf{u}_3	\mathbf{u}_4	\mathbf{u}_4	$\mathbf{u}_{0,7}$
IV	$\mathbf{u}_{0,7}$	$\mathbf{u}_{0,7}$	\mathbf{u}_4	\mathbf{u}_4	\mathbf{u}_5	\mathbf{u}_5
V	\mathbf{u}_6	$\mathbf{u}_{0,7}$	$\mathbf{u}_{0,7}$	\mathbf{u}_5	\mathbf{u}_5	\mathbf{u}_6
VI	\mathbf{u}_1	\mathbf{u}_1	$\mathbf{u}_{0,7}$	$\mathbf{u}_{0,7}$	\mathbf{u}_6	\mathbf{u}_6

Table 3.3: Regiones del vector error de corriente.

Una vez determinada la estrategia de control a utilizar, en la siguiente sección se detalla la topología del controlador de corriente propuesto.

3.4 Topología del Controlador

La topología del CCMI propuesto se muestra en la figura 3.8.

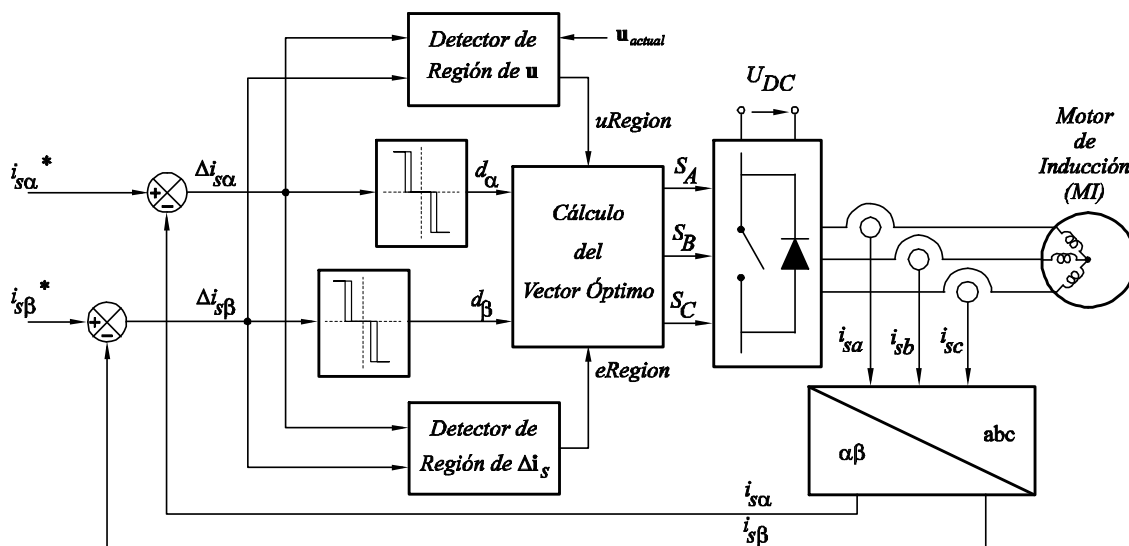


Figure 3.8: Topología del CCMI propuesto.

El MI es comandado por un inversor de tensión, el cuál esta alimentado por una tensión continua de valor U_{DC} . Las corrientes trifásicas son sensadas y convertidas a sus equivalentes bifásicas por medio del bloque de conversión $abc - \alpha\beta$. Ambas corrientes, $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$, se comparan con sus respectivas referencias, $i_{s\alpha}^*$ e $i_{s\beta}^*$, y se obtienen así los errores de corriente, $\Delta i_{s\alpha}$ e $\Delta i_{s\beta}$. Estos errores se utilizan para calcular la región a la que pertenece el vector $\Delta \mathbf{i}_s$, la región a la que pertenece el vector \mathbf{u} y detectar si la corriente esta fuera de los márgenes preestablecidos.

El bloque "Detector de Región de $\Delta \mathbf{i}_s$ " calcula la región a la que este vector pertenece y entrega la señal $eRegion$ correspondiente a su región. Esta señal se calcula por medio de la ecuación (3.8) y la tabla 3.1 definidas en 3.3.1. Además, como se muestra en la figura 3.4, las posibles regiones de este vector pueden ser **A**, **B**, **C**, **D** o **E**.

El bloque "Detector de Región de \mathbf{u} " utiliza la técnica definida en 3.3.2. Para realizar el cálculo de la señal $uRegion$, señal que indica la región a la que el vector \mathbf{u} pertenece, es necesario contar con la derivada del vector de error de corriente y el vector óptimo que se esta aplicando, \mathbf{u}_{actual} . Con esta información, el bloque en cuestión calcula la región mediante la ecuación (3.9) y la tabla 3.2.

Se utilizan dos comparadores con histéresis, uno para cada una de las coordenadas $\alpha\beta$, para detectar los instantes en que la corriente se sale de la región establecida. Ambos comparadores tienen la característica presentada en la figura 3.9. Cuando la corriente $i_{s\alpha}$ en el MI supera a la corriente de referencia en un valor mayor a h , entonces el comparador pone la señal de control d_α en 1. En el caso contrario, cuando la corriente $i_{s\alpha}$ en el MI esta por debajo de la corriente de referencia en un valor mayor h , el comparador establece $d_\alpha = -1$. En un caso intermedio, la señal d_α toma valor cero, indicando que la corriente se encuentra dentro de los límites preestablecidos. Las transiciones de estado indicadas anteriormente se realizan con una banda de histéresis de ancho Δh_α para evitar conmutaciones erróneas y así reducir el ripple de corriente. el mismo funcionamiento corresponde al comparador de la coordenada β .

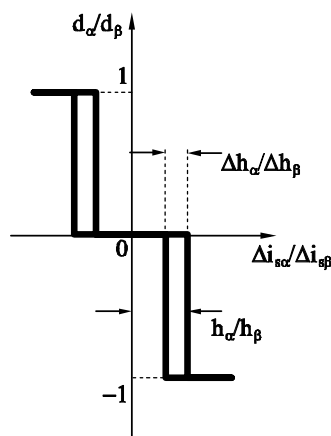
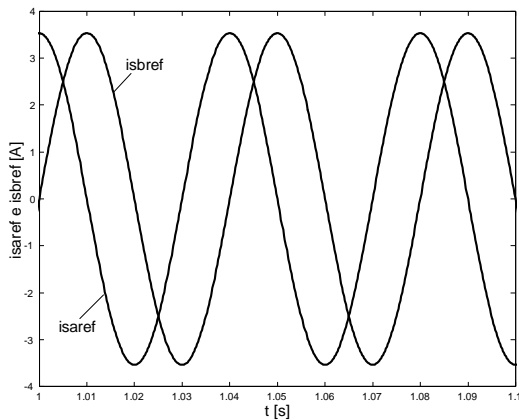


Figure 3.9: Característica del comparador por histéresis de tres niveles.

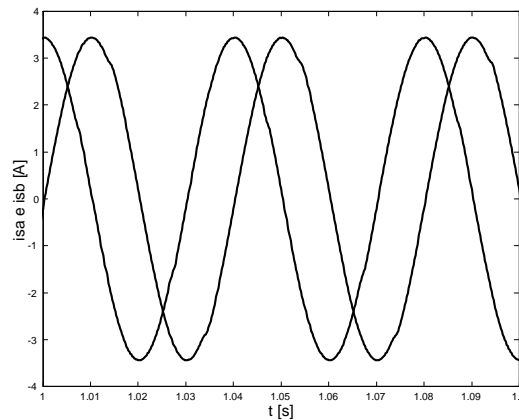
Las salidas de los bloques explicados anteriormente se utilizan para calcular el vector óptimo en el bloque "Cálculo del Vector Óptimo". Las señales u_{Region} y e_{Region} controlan la tabla 3.3 a condición de las señales d_α y d_β . Cuando cualquiera de las dos señales tengan un valor distinto de cero, significa que el error de corriente es excesivo y es necesario aplicar un vector óptimo diferente al actual. Mediante la tabla anteriormente mencionada, se analiza que vector es el óptimo para la condición actual y se actúa sobre el inversor de tensión con éste.

3.5 Simulación del Método de Control

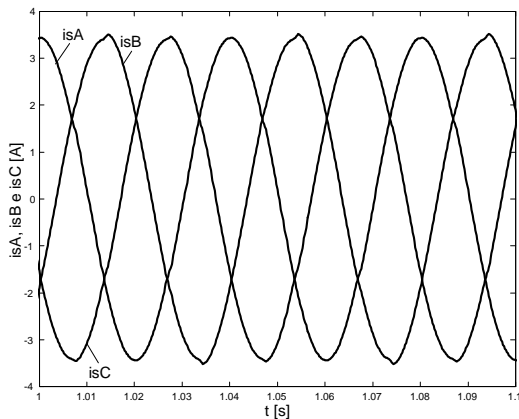
Se mantuvieron los parámetros de simulación para hacer posible la comparación del método propuesto con los ya simulados. Programando una banda de error de corriente de $\pm 0.1A$ y una frecuencia de conmutación máxima de $5KHz$ se obtuvo:



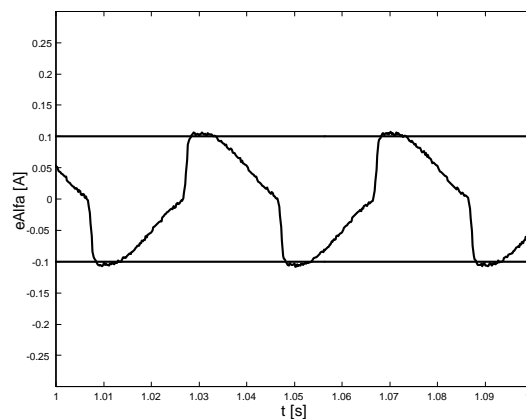
(a) Corrientes de fase i_{saref} e i_{sbref}



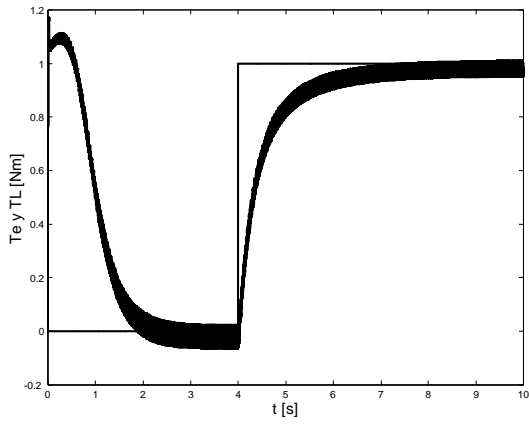
(b) Corrientes de fase i_{sa} e i_{sb}



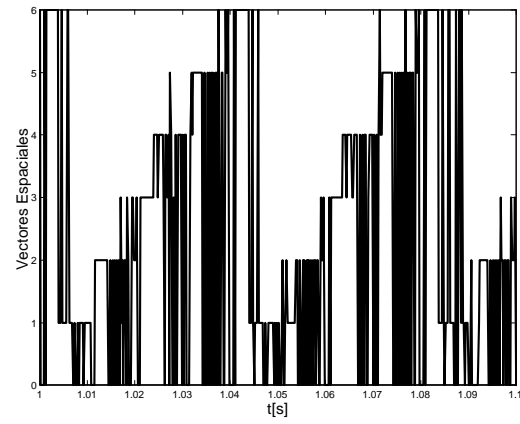
(c) Corrientes de fase i_{sA} , i_{sB} e i_{sC}



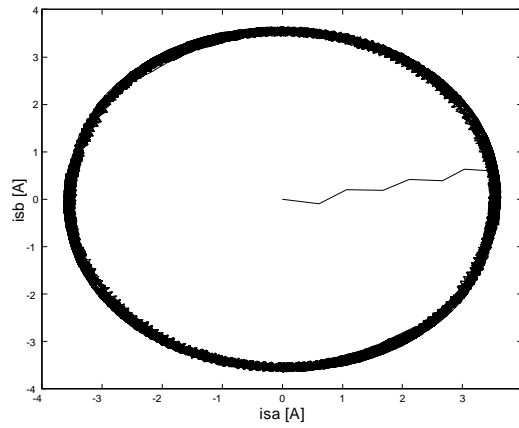
(d) Error en la fase e_a y banda de error



(e) Torque generado T_e y Torque de carga TL



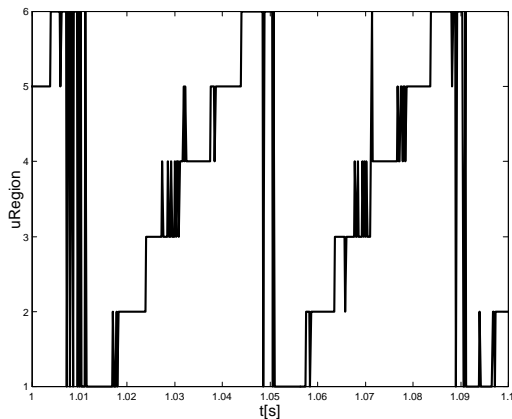
(f) Vectores espaciales aplicados



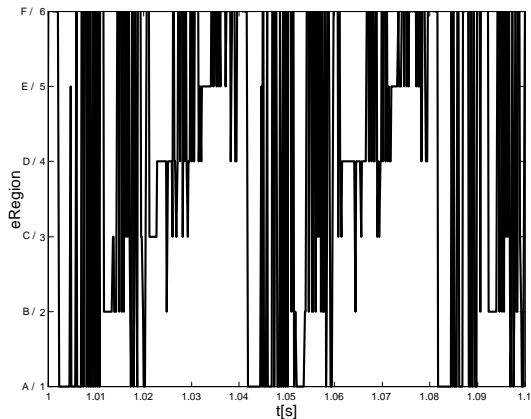
(g) Trayectoria de corriente estática

Figure 3.10: Resultados de las simulaciones del CCMI propuesto.

siendo las señales $uRegion$ y $eRegion$:



(a) Región del vector u



(b) Región del vector de error Δi_s

Figure 3.11: Señales de detección de las regiones.

Las simulaciones reflejan que el comportamiento del controlador es satisfactorio y corresponde al esperado. El error de corriente se mantiene dentro de la banda programada y el ripple de torque electromagnético está acotado y es de aproximadamente $0.061Nm$. En la siguiente sección se compararan los resultados obtenidos con el nuevo método con los obtenidos previamente.

3.6 Conclusiones

Para demostrar la mejora obtenida se muestra el torque obtenido con el método propuesto y se lo compara con el obtenido por un CCMI por histéresis:

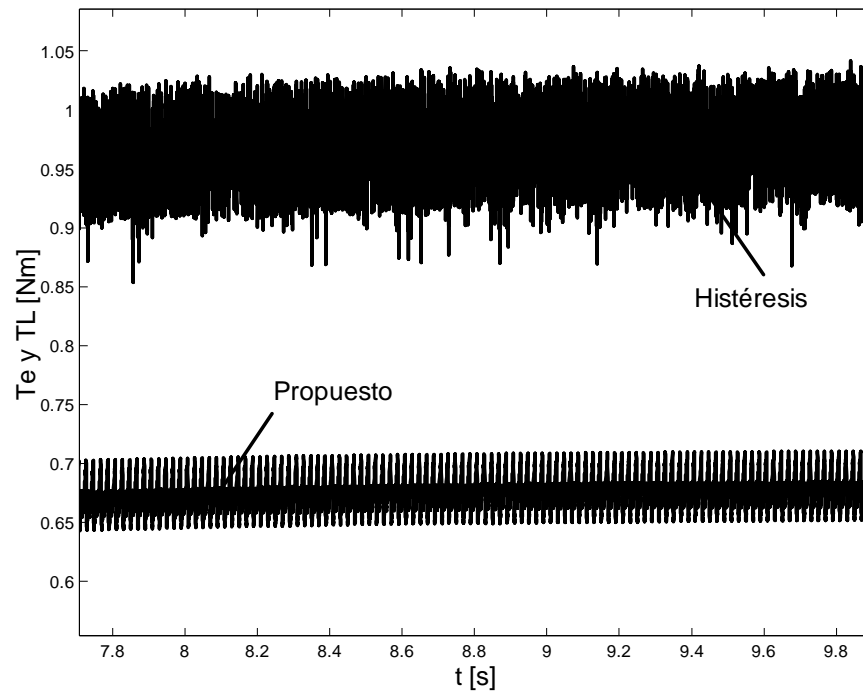


Figure 3.12: Comparación entre el torque electromagnético generado por el CCMI por histéresis y el propuesto.

La reducción del ripple de torque electromagnético obtenida es de aproximadamente 60.4%, respecto del controlador por histéresis. Esta reducción es debido a la estrategia

de control óptimo planteada y a la transferencia que se le dió a los comparadores por histéresis de ambas coordenadas. La característica que estos comparadores presentan reduce el ripple de torque electromagnético debido a que cuando los errores de corriente de ambas fases están en el interior de los límites de las bandas de histéresis mostradas en la figura 3.9, las señales de control adoptan valor cero y provocan que el vector óptimo a aplicar sea el vector u_0 ó u_7 según corresponda a la mínima cantidad de conmutaciones a realizar.

En la tabla siguiente tabla se presentan los resultados obtenidos de todas las simulaciones.

Parámetro	CCMI	Histéresis dos niveles	Predictivo		Propuesto
			$\alpha\beta$	dq	
Complejidad		Baja	Media (Tabla 9x1x2)	Alta (Tabla 9x24x2)	Media (Tabla 6x6x2)
Ripple de torque generado		$0.154Nm$	$0.125Nm$	$0.135Nm$	$0.061Nm$
Error en régimen permanente		$\pm 0.2A$	$\pm 0.1A$	$\pm 0.1A$	$\pm 0.1A$
Controlabilidad		Baja	Media	Alta	Media

Finalmente, el método de control de corriente propuesto mejora el ripple de torque generado en más del 50% respecto del CCMI por histéresis y en aproximadamente 51% respecto del mejor de los métodos predictivos existentes simulados. Además, el error de corriente en régimen permanente se mantiene dentro de los límites especificados y la complejidad del método es relativamente baja, debido a que utiliza una tabla de lookup de menor dimensión que los métodos predictivos en coordenadas $\alpha\beta$ y dq . La controlabilidad del nuevo método es igual a la controlabilidad del CCMI en coordenadas $\alpha\beta$ pues ambos trabajan en el mismo sistema de coordenadas.

Chapter 4

Implementación y Experimentación del Nuevo Método de Control de Corriente

4.1 Resumen

En este capítulo se realiza la implementación del método de control de corriente propuesto en el capítulo anterior. Inicialmente se presenta el kit de desarrollo donde se implementará el controlador. Luego se explica la implementación de cada uno de los bloques que componen al sistema propuesto y finalmente se muestran los resultados experimentales obtenidos.

4.2 Introducción

El permanente avance de la tecnología y de la electrónica amplían día a día las alternativas que tiene un investigador en el momento de seleccionar los dispositivos que va a utilizar para implementar su proyecto. La gran competencia entre fabricantes y la inmensa variedad de estos hacen que la evaluación y la selección del producto sea un proceso lento y que requiera mucho trabajo.

Tales razones hicieron necesaria la investigación de los diferentes microprocesadores (μP), microcontroladores (μC) y procesadores digitales de señales (DSP) que existían en el momento de comenzar la implementación del método de control de corriente. Se revieron catálogos de diferentes fabricantes, entre los cuales se destacaron Texas Instruments y Analog Devices. Ambos fabricantes tienen una larga experiencia en DSPs y sus productos son utilizados en todo el mundo. Debido a los requerimientos exigidos por el método de control de corriente a implementar, se decidió utilizar un DSP de alta velocidad con los siguientes periféricos: conversor analógico de 4 canales con adquisición simultánea, bus de entrada/salida digital de propósitos generales, bus de control para un inversor de potencia, interfase serie para debugging y programación desde una PC,

posibilidad de expansión de memoria RAM/ROM, entre otros.

Del análisis realizado, el dispositivo que mejor cumplió con los requerimientos fue el ADMC401 de la firma Analog Devices. Este chip está formado por un DSP2171 y una serie de periféricos que se detallarán en este capítulo que lo convierten en la alternativa más completa y efectiva para la implementación de un CCMI.

La misma compañía provee el kit de desarrollo ADMC401-ADVKIT para utilizar el DSP mencionado. El mismo está formado por una placa electrónica donde se presentan todas las borneras de interconexión y otra placa con el DSP y toda su lógica asociada. Ambas tarjetas se montan una sobre la otra, resultando un dispositivo compacto. Además, el kit provee un cable de comunicaciones para conectarse con la PC y de manuales técnicos de configuración y funcionamiento. En la siguiente sección se explicará las funcionalidades utilizadas del kit para implementar el algoritmo de control propuesto.

4.3 Hardware de la Implementación

La topología de un control de corriente para un motor de inducción requiere, para su implementación, de un importante número de componentes. En la figura 4.1 se muestra la interconexión entre los componentes necesarios para la implementación del CCMI.

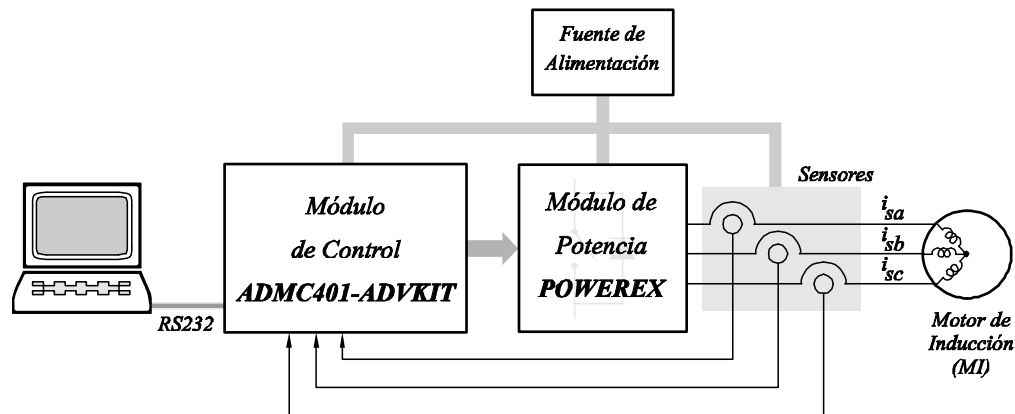


Figure 4.1: Topología de la implementación del CCMI propuesto.

En los puntos siguientes se tratará cada uno de los bloques involucrados en la implementación.

4.3.1 Fuentes de Alimentación del Sistema

Los componentes del sistema necesitan dos tipos de alimentación diferentes para funcionar:

- Alimentación de baja potencia

- Alimentación de alta potencia

El componente más crítico del sistema, el módulo de control, necesita alimentación de baja potencia para su correcto funcionamiento. El mismo trabaja con las siguientes tensiones:

- $+5V \pm 5\%$, $300mA$
- $+5V \pm 5\%$, $30mA$
- $-5V \pm 5\%$, $30mA$

Además, los sensores y la sección de control de fallas del módulo de potencia se alimentan con $\pm 15V$ con $\pm 1V$ de tolerancia. Todas estas tensiones se obtienen de una fuente de alimentación regulada de potencia suficiente para soportar el consumo de sus cargas.

La alimentación de potencia es necesaria para alimentar al motor de inducción, el cual necesita una tensión de continua de aproximadamente $560V$. El inversor, mediante conmutaciones de sus llaves, produce las tensiones trifásicas necesarias para que el motor funcione correctamente. La generación de la tensión de continua o bus de continua, se logra a partir de un rectificador trifásico, una resistencia limitadora y un banco de capacitores para reducir al máximo el ripple.

4.3.2 Sensores de Corriente

Se utilizan tres sensores de corriente de efecto Hall para la medición de las corrientes de fase del motor de inducción. Las especificaciones de los mismo son:

- Rango de medición de corriente de $0.1A$ a $100A$
- Corriente nominal de primario de $100A$
- Relación de transformación de $1 : 1000$
- Resistencia de carga de 0 a 100Ω
- Alimentación de $\pm 15V$ con $\pm 1V$ de tolerancia
- Consumo menor a $20mA$
- Ancho de banda de 0 a $100KHz$

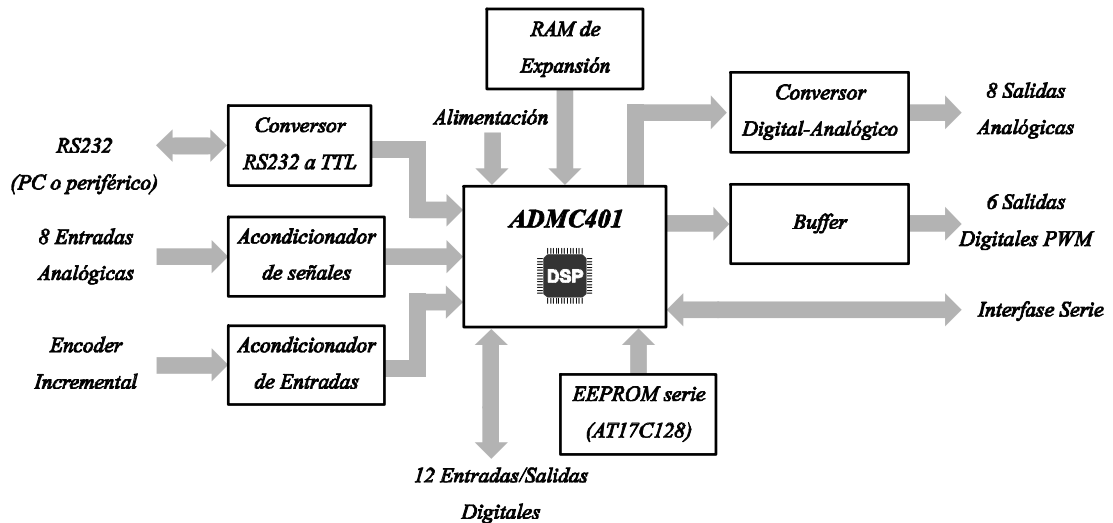


Figure 4.2: Estructura de la placa de evaluación del ADMC401.

4.3.3 Módulo de Control

El módulo de control está formado íntegramente por el kit de desarrollo ADMC401-ADVKIT. Los bloques básicos que forman a éste se muestran en la figura 4.2.

La unidad de procesamiento del módulo de control es el chip ADMC401, el cual es un dispositivo de alta performance orientado al control de motores. Entre sus características principales se destacan:

- 26 MIPS DSP Core de punto fijo
- Ejecución de instrucciones de ciclo único (38.5ns)
- Compatible con la familia ADSP-21xx
- Unidad lógica y aritmética de 16-bit
- Acumulación y multiplicación de 16-Bit
- Ejecución condicional de instrucciones
- 2K 24-Bit Memoria de programa RAM interna
- 2K 24-Bit Memoria de programa ROM interna
- 1K 16-Bit Memoria de datos RAM interna
- Ocho entradas analógicas dedicadas
- Unidad generadora de PWM trifásico de 16 bits

- Unidad de interface para encoder incremental
- Puerto de E/S digital programable
- Dos canales de captura de eventos
- Watchdog timer de 16 bits
- Dos puertos series sincrónicos con Doble Buffer
- Debugger completo para desarrollo de programas
- Rango de temperatura industrial $40^{\circ}C$ a $+85^{\circ}C$

El diagrama funcional del ADMC401 se muestra en la figura 4.3

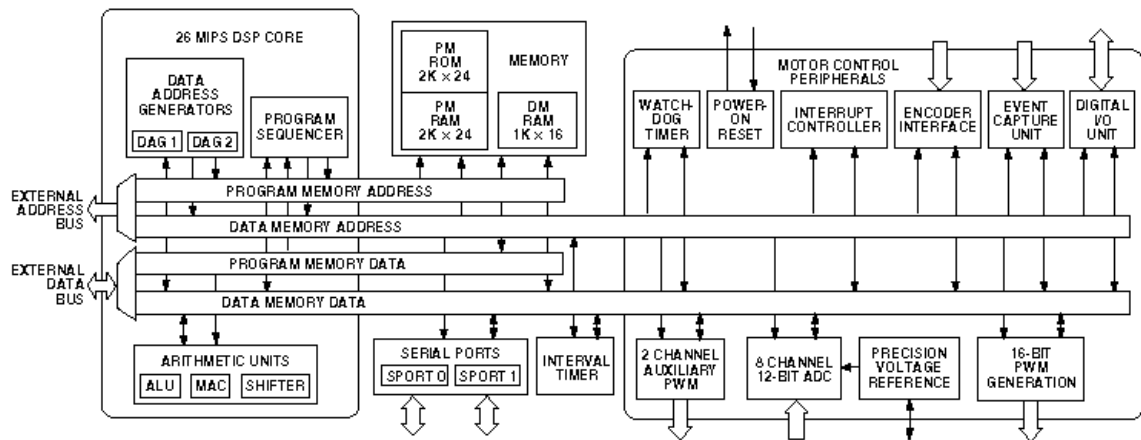


Figure 4.3: Diagrama de bloques funcional del ADMC401

A continuación se detallan las características principales de los bloques de esta figura involucrados en la implementación del CCMI.

Convertor analógico-digital

El convertor analógico-digital que el ADMC401 tiene integrado es un convertor multi-canal de alta resolución pipeline flash de 12-Bits, con las siguientes características:

- Ocho canales de entradas dedicadas
- Capacidad de muestreo simultáneo
- Tiempo de conversión de los ocho canales menor a $2\mu s$

- $4.0V_{pp}$ de rango de tensión de entrada
- Sincronización con el PWM o con pulso de conversión externo
- Referencia de tensión interna o externa
- Detección de fuera de rango

Para cada uno de los canales de entrada analógica, esta previsto un registro para almacenar la señal de entrada convertida a digital, expresada en complemento a dos. El dato esta alineado a la izquierda, siendo el rango posible desde $0x8000$ hasta $0x7FF0$. El acondicionamiento de las entradas provisto por la placa de conexión determina un rango de tensión de entrada entre $-2V$ ($0x8000$) y $+2V$ ($0x7FF0$).

Los registros disponibles para el conversor analógico-digital se resumen en la tabla 4.1.

Registro	Función
ADC0-7	Registro de datos de ADC0 a ADC7
ADCCTRL	Registro de control del ADC
ADCSTAT	Registro de estado del ADC
ADCXTRA	Registro de datos extra del ADC0
ADCOTR	Registro de fuera de rango del ADC

Table 4.1: Registros del ADC.

Entradas/Salidas digitales

El kit de desarrollo posee un puerto de doce pins configurables como entrada o salida independientes, con posibilidad de generación de interrupción. Además, cualquiera de las líneas se puede configurar como fuente de deshabilitación del bloque de generación de PWM.

Los registros dispuestos para la operación de las entradas/salidas digitales se muestran en la tabla 4.2.

Señales de control del inversor de potencia

Se disponen de seis señales PWM para el accionamiento del módulo de potencia. El ADMC401 contiene una unidad especial para la generación de las señales PWM. La misma permite configurar la polaridad de estas señales, el período, el tiempo muerto y el ciclo de trabajo. Los registros dedicados para tales funciones se describen en la tabla 4.3.

Registro	Función
PIODATA	Registro de datos
PIODIR	Registro de control de dirección
PIOINTEN	Registro de habilitación de interrupciones
PIOFLAG	Registro de flag de interrupción
PIOLEVEL	Registro de selección de interrupción
PIOMODE	Registro de selección de interrupción por flanco o nivel

Table 4.2: Registros del puerto de E/S.

Registro	Función
PWMTM	Registro de período de PWM
PWMDT	Registro de dead-time
PWMPD	Registro de pulso de borrado
PWMGATE	Registro de control de choqueo
PWMCHA	Registro de ciclo de trabajo del canal A
PWMCHB	Registro de ciclo de trabajo del canal B
PWMCHC	Registro de ciclo de trabajo del canal C
PWMSEG	Registro de crossover de PWM y habilitación de salida

Table 4.3: Registros de la unidad de generación PWM.

Programación del módulo

La programación del módulo de control se realiza de dos maneras:

- Modo debugging, comunicación serie con una PC
- Modo stand-alone, ROM local

Para programar el controlador desde una PC se cuenta de una interfase de comunicaciones serie RS232 y del programa “Motion Control Debugger” para poder descargar el software en la memoria interna del módulo. Este modo de programación se utiliza para pruebas y chequeos iterativos.

En el modo stand-alone no se necesita de una PC para descargar el software y poner a funcionar al controlador, si no, se graba una memoria EEPROM serie o paralelo y se coloca ésta en el zócalo correspondiente luego de configurar los puentes pertinentes. Este modo de funcionamiento se usa cuando ya se tiene el código corregido y testado en su gran parte.

4.3.4 Módulo de Potencia

La interfase entre la electrónica de baja potencia y la de alta potencia la realiza el módulo de potencia propiamente dicho. Para esta aplicación se utilizó un inversor de tensión, el cual posee una sección de control donde ingresan las salidas digitales PWM del módulo de control y una sección de potencia donde se conecta la alimentación para el motor. Los tres pares de llaves del inversor los controlan estas señales, mientras que la sección de control del propio inversor administra todas las señales de protección y monitoreo. Las características principales de este módulo son:

- Máxima tensión de corte de 1200V
- Máxima corriente de 25A
- Rango de temperatura $-20^{\circ}C$ a $125^{\circ}C$
- Lógica de protección contra: cortocircuito, sobrecorriente, sobretensión y baja tensión.

4.3.5 Motor de Inducción

El motor de inducción se alimenta por el módulo de potencia descrito anteriormente. Las características del motor utilizado en la implementación se presentan en la tabla 4.4.

Marca / Origen	Weg / Brasil
Frecuencia	50 Hz
Potencia	1 CV
Velocidad	1430 RPM
Tensión	Y 380V/ Δ 220V
Corriente	Y 2.2A/ Δ 3.8A
$\cos \phi$	0.74
Momento de Inercia	0.00175Kg m^2
Aislación	Clase B (40°C Amb.)
IP	54
Inductancia del estator l_s	216.8mHy
Inductancia del rotor l_r	238.4mHy
Inductancia magnetizante l_m	173.8mHy
Resistencia del estator r_s	40.1 Ω
Resistencia del rotor r_r	28.3 Ω

Table 4.4: Características del MI utilizado en la implementación.

4.4 Software de la Implementación

El DSP ADMC401 tiene definido su propio lenguaje de programación. Este lenguaje, definido por Analog Devices, es un pseudoassembler, un assembler de alto nivel que mejora el manipuleo de registros y optimiza la escritura de funciones y operaciones comunes. El paquete de software que forma parte del kit de evaluación contiene todas las herramientas para generar los archivos de código para utilizar con la placa. Se encuentra también disponible el preprocesador de lenguaje C, posibilitando al usuario la escritura de su software en ANSI C.

La implementación del CCMI propuesto se realizó en assembler. Antes de escribir el código correspondiente, se diseñó cada una de las tareas necesarias por medio de diagramas de flujo. Estos diagramas son óptimos para la comprensión del algoritmo implementado, siendo inmediato el paso al lenguaje. A continuación se desarrolla cada una de las tareas diseñadas para el presente proyecto.

4.4.1 Inicialización

Al encendido del sistema, la primera tarea que se ejecuta es la de inicialización. Es aquí donde el procesador inicia cada uno de sus periféricos y los configura, como se muestra en la figura 4.4.

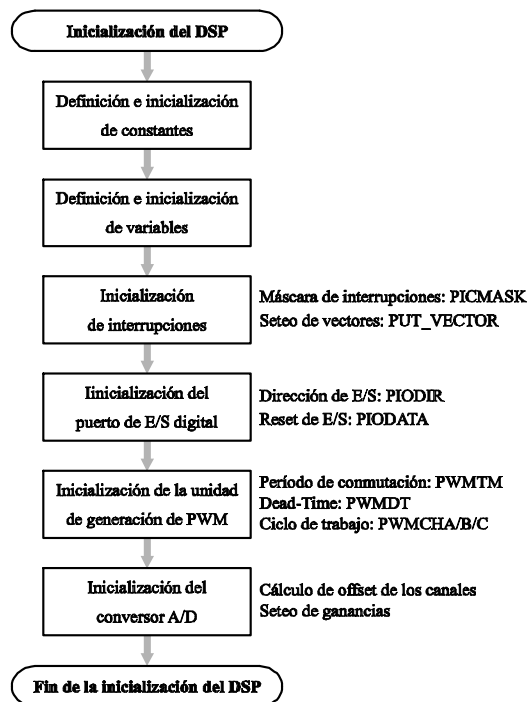


Figure 4.4: Diagrama de flujo de la tarea de inicialización.

4.4.2 Interrupciones

En la inicialización se configuraron dos rutinas de interrupción de gran importancia. Una de ellas, la rutina PWMSYNC_ISR, se produce en cada período de conmutación de las señales PWM, permitiendo actualizar el estado del sistema y calcular el nuevo vector óptimo. En esta rutina se ejecutan todas las tareas de cálculo del método, como se indica en la figura 4.5.

La otra tarea de interrupción, llamada PWMTRIP_ISR, se ejecuta en el instante que la señal TRIP se activa. Cuando esto sucede, se está indicando que una falla ha ocurrido en el módulo de potencia y que se debe parar la generación PWM y apagar todas las llaves, deshabilitando así al módulo. Esta rutina implementa la protección necesaria ante cualquier inconveniente con la potencia, protegiendo a la placa de control y al motor. La misma se muestra en la figura 4.6.

4.4.3 Adquisición

La adquisición de las corrientes se realiza utilizando el conversor analógico-digital en forma simultánea. La rutina de adquisición es muy simple. La misma actualiza en cada período de PWM el valor de las corrientes y los guarda en su correspondiente variable, como se presenta en la figura 4.7.

4.4.4 Cálculo

Las rutinas de cálculo presentadas en la tarea de interrupción de PWM son encargadas de calcular el vector óptimo. Todos los pasos de cálculo intermedio se ejecutan desde la misma rutina de interrupción.

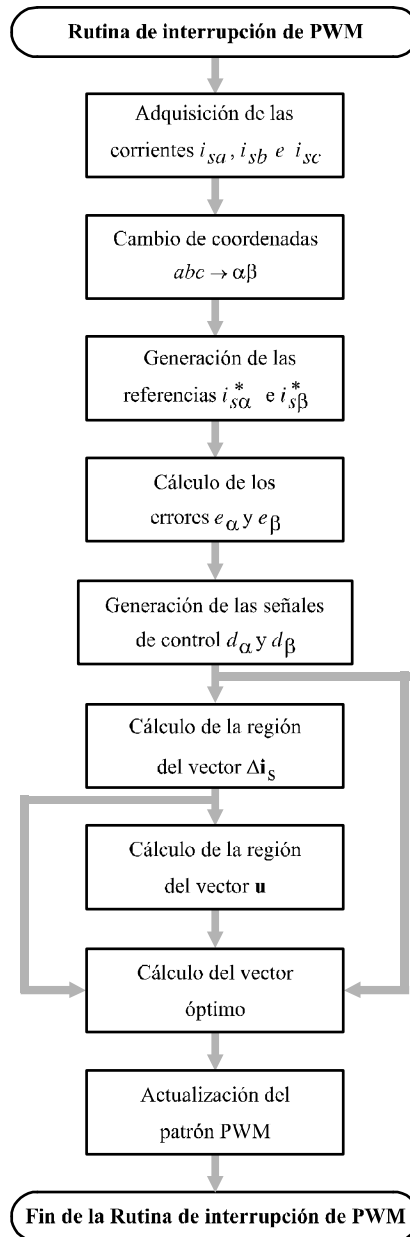


Figure 4.5: Diagrama de flujo de la rutina de interrupción de PWM.

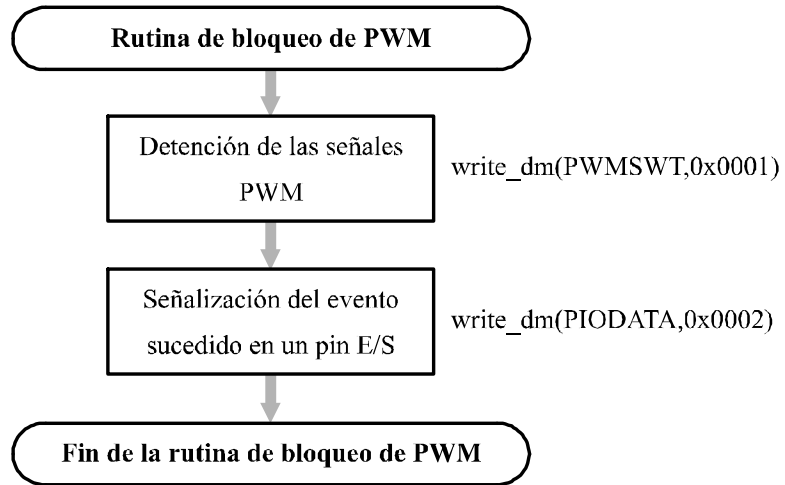


Figure 4.6: Diagrama de flujo de la rutina de interrupción de bloque de PWM.

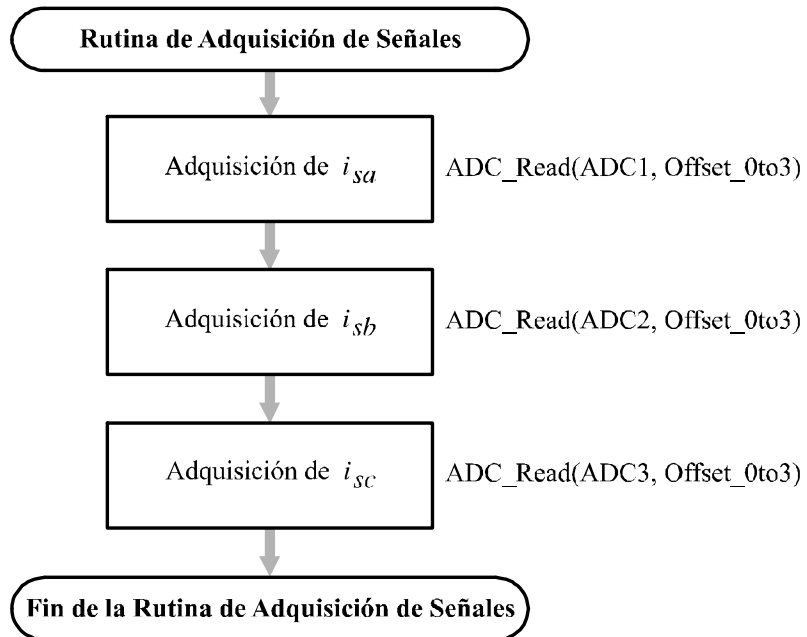


Figure 4.7: Diagrama de flujo de la tarea de adquisición de señales.

Rutina de cambio de coordenadas

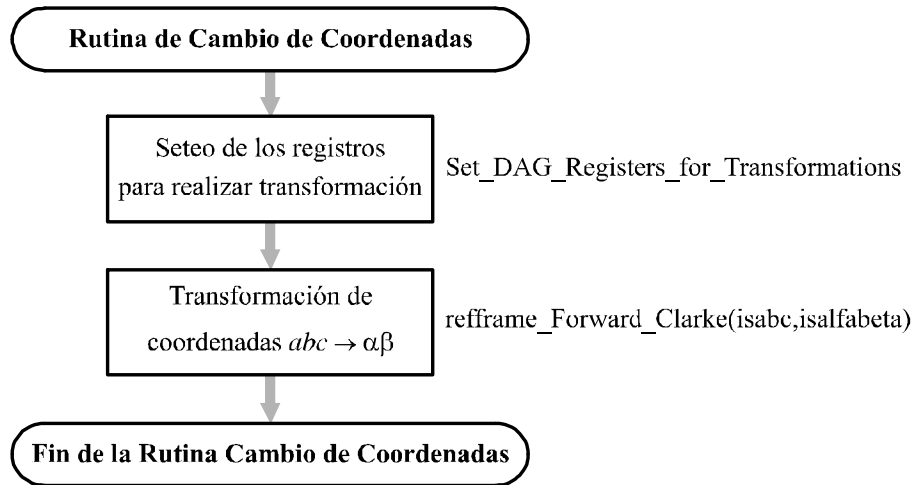


Figure 4.8: Diagrama de flujo de la tarea de adquisición de señales.

Rutina de generación de referencia

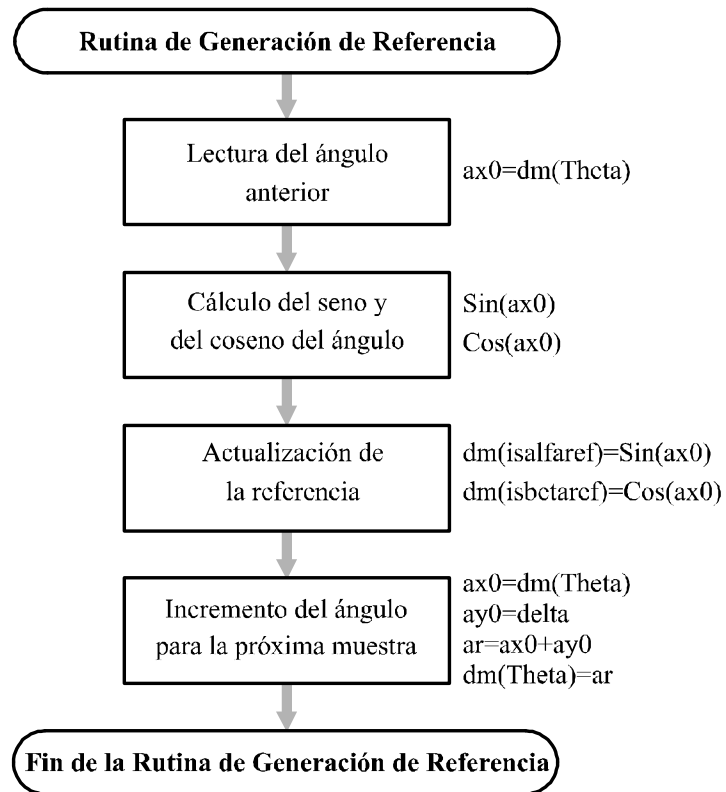


Figure 4.9: Diagrama de flujo de la tarea de generación de referencia.

Rutina de cálculo del error de corriente

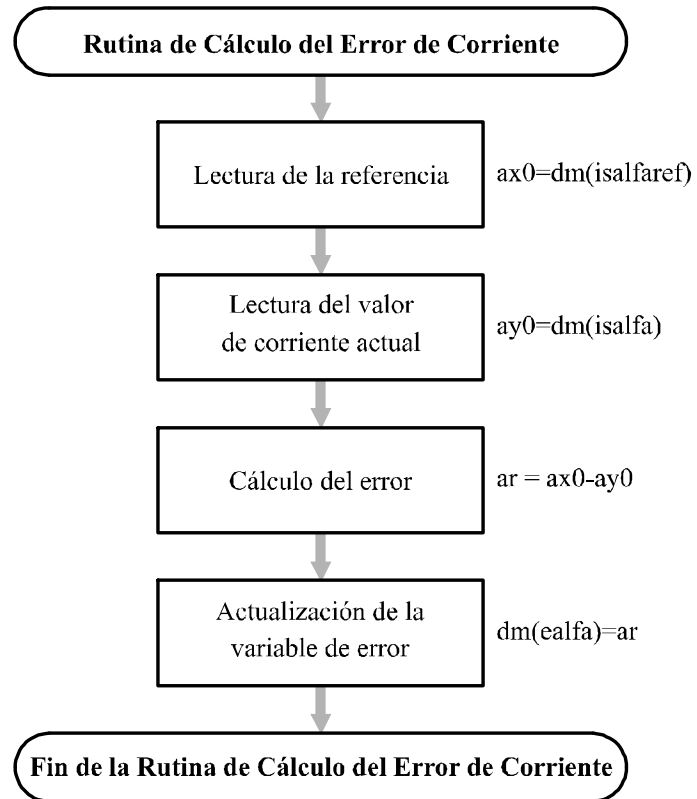


Figure 4.10: Diagrama de flujo de la tarea de cálculo del error de corriente.

Rutina de generación de señales de control

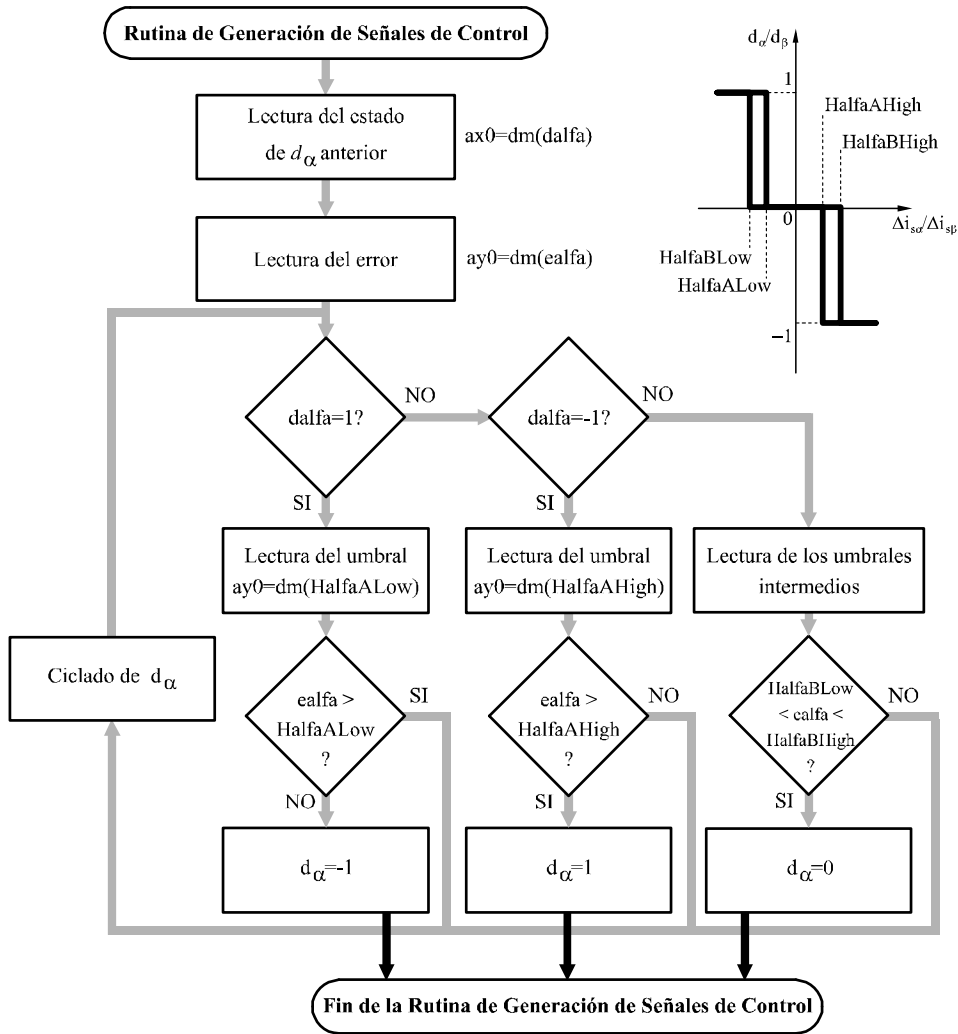
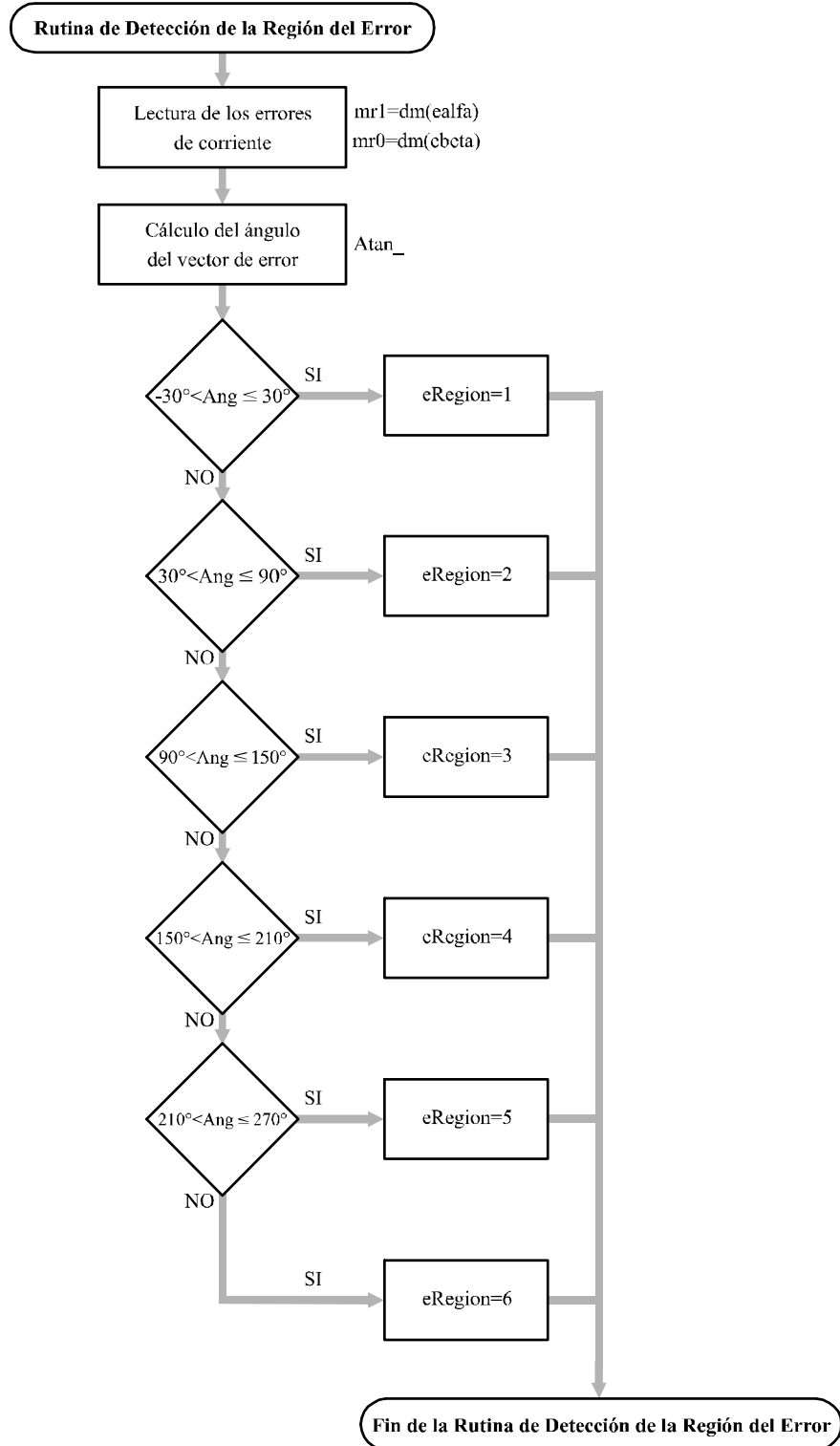
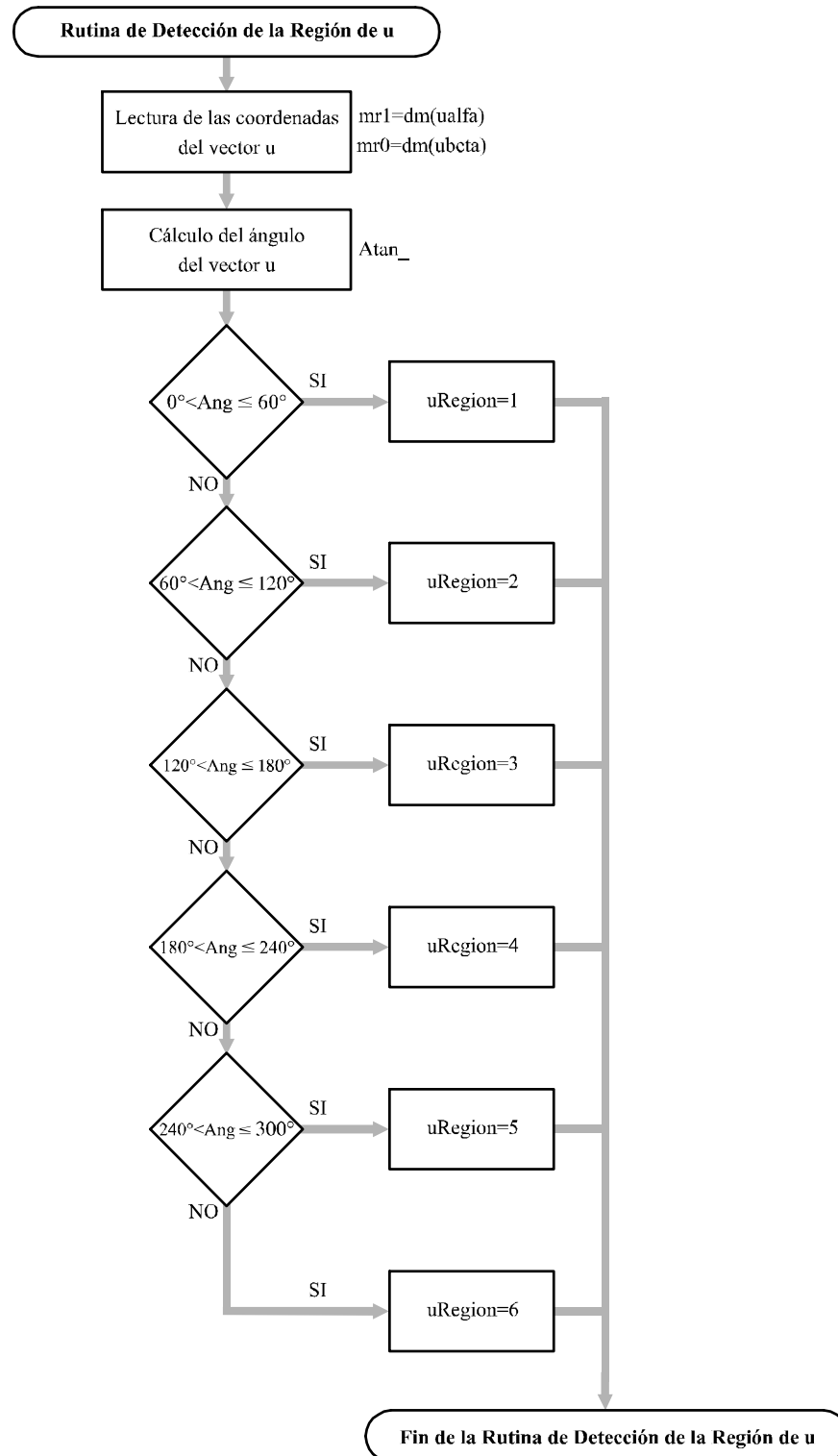


Figure 4.11: Diagrama de flujo de la tarea de generación de señales de control.

Rutina de detección de la región del error



Rutina de detección de la región del vector u



Rutina de cálculo de las coordenadas del vector \mathbf{u}

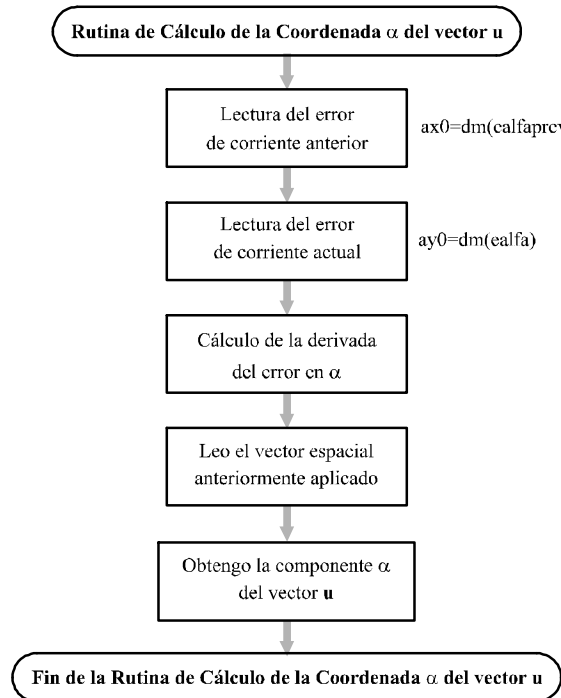


Figure 4.14: Diagrama de flujo de la tarea de detección de la región del vector \mathbf{u} .

Rutina de cálculo del vector óptimo u^*

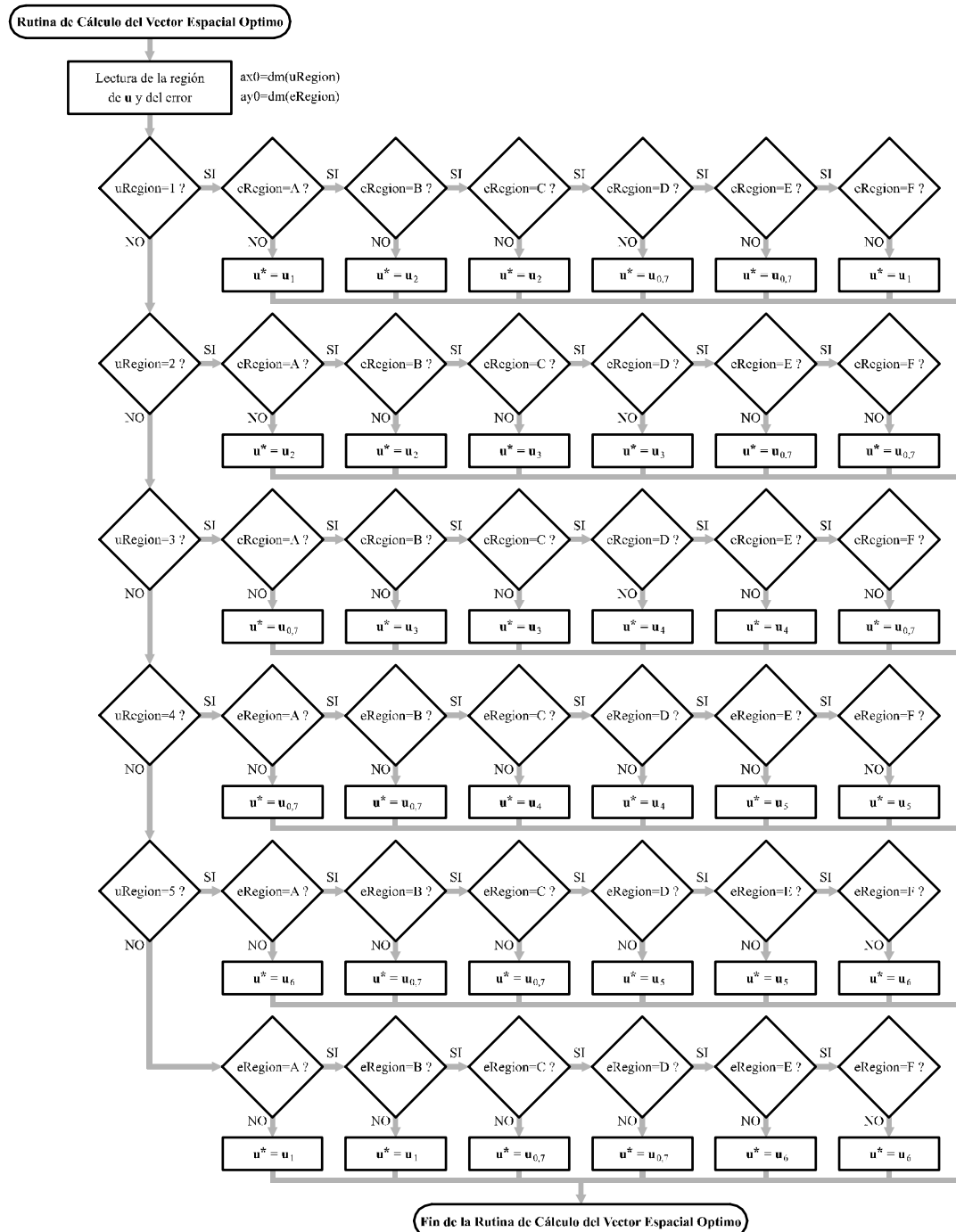


Figure 4.15: Diagrama de flujo de la tarea de cálculo del vector óptimo.

4.5 Resultados Experimentales

Para realizar las mediciones del método implementado se utilizó el siguiente instrumental:

- Osciloscopio de 4 canales Phillips PM3394
- Osciloscopio Tektronic TDS210
- Multímetro Fluke 973A
- Medidor de corriente Tektronic AM503B

Por medio de la interfase serie se adquirieron las señales PWM de accionamiento del módulo de potencia y la corriente de fase *a* presente en el motor de inducción. La siguiente figura muestra los resultados obtenidos:

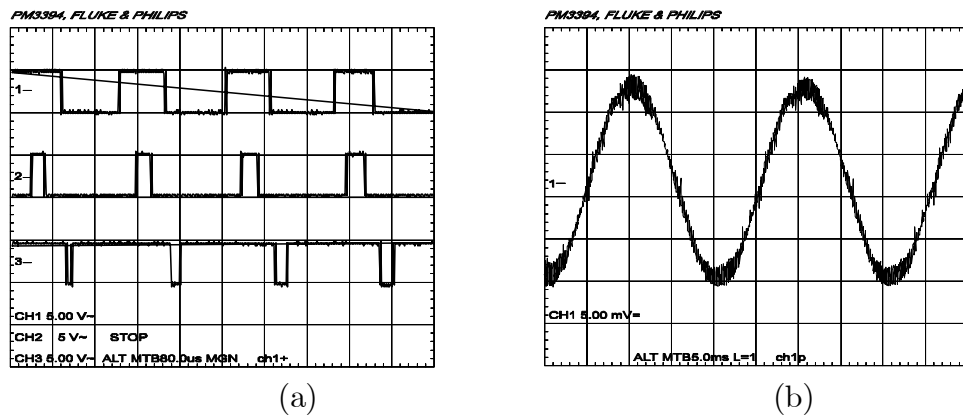


Figure 4.16: CCMI por histéresis: (a) Señales PWM ; (b) Corriente de la fase *a*

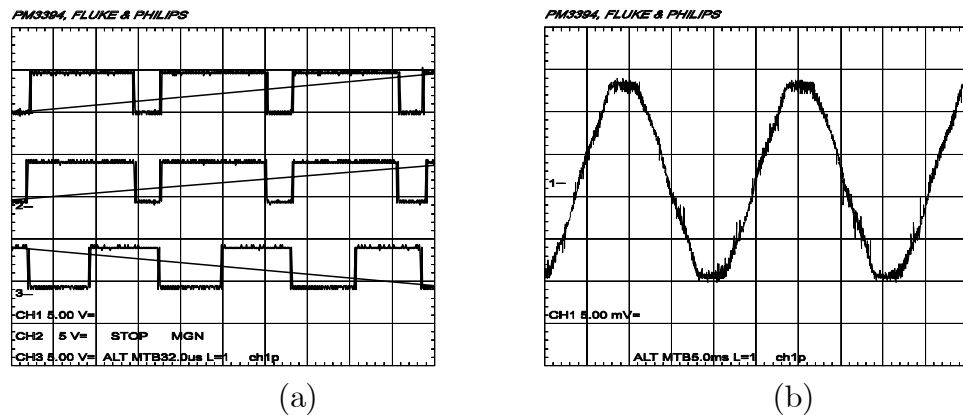


Figure 4.17: CCMI propuesto: (a) Señales PWM; (b) Corriente de la fase *a*

En los gráficos de corriente se puede apreciar como el nuevo método de control de corriente disminuye en aproximadamente un 50% el ripple de corriente estática.

4.6 Conclusiones

De las mediciones realizadas sobre los dos CCMI implementados se calcula el porcentaje de ripple presente en cada señal de corriente medida. Estos cálculos se presentan en la tabla 4.5.

Medición Método	Pico de Corriente	Ripple de Corriente	Porcentaje de Ripple
Histeresis	2.2A	0.18A	8.18%
Propuesto	2A	0.74A	3.7%

Table 4.5: Resultados de la implementación.

Se encuentra que la reducción en el ripple de corriente provista por el nuevo método de control es de aproximadamente 55% respecto del método por histéresis. Esta reducción obtenida en el ripple de corriente estática se refleja en una reducción del mismo orden en el ripple de torque electromagnético, debido a que el torque electromagnético es directamente proporcional a la corriente estática, como se presentó en el capítulo 1.

De esta manera, la implementación del método de control de corriente propuesto queda validado experimentalmente ya que los resultados obtenidos en su implementación son similares a los obtenidos por medio de la simulación en computadora.

Chapter 5

Conclusiones

Se presentaron los diferentes tipos de control de corriente existentes para motores de inducción de corriente alterna, se analizó el principio de funcionamiento y se los verificó mediante simulaciones en Matlab. Todas las simulaciones se realizaron con el modelo matemático del motor de inducción realizado en Simulink, con los parámetros estimados en un ensayo específico del motor utilizado en la experimentación. Luego se plantearon los problemas que presentan estos controladores de corriente y se propuso un nuevo método de control de corriente para reducir el ripple de torque electromagnético que genera la máquina con la mayor simplicidad posible.

El nuevo método de control fue desarrollado teóricamente, simulado en computadora y finalmente implementado experimentalmente, obteniéndose los resultados esperados.

Este nuevo control de corriente reduce en más del 50% el ripple de torque electromagnético respecto del método por histéresis, método con mayor ripple de todos los estudiados. Las formas de corriente obtenidas evidencian la reducción del ripple y validan el nuevo método de control.

Para trabajos futuros se propone conectar el control de corriente al sistema de control de IGBTs de alta potencia que el laboratorio dispone con el fin de verificar el funcionamiento del control en los más altos rangos de potencia. También se preparó el presente proyecto para su publicación en revistas de divulgación científica, congresos, etc.

Bibliography

- [1] B.K. Bose. *Power Electronics and Variable Frequency Drives - Technology and Applications*. IEEE Press, 1997.
- [2] Joachim Holtz. The induction motor - a dynamic system. *IEEE*, pages P1–P6.
- [3] Joachim Holtz. The representation of AC machine dynamics by complex signal flow charts. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 42:263–271, 1995.
- [4] Joachim Holtz. On the spatial propagation of transient magnetic fields in AC machines. *IEEE Transactions On Industry Applications*, 32:927–936, 1996.
- [5] Joachim Holtz and Eckhard Bube. Field-oriented asynchronous pulse-width modulation for high-performance ac machine drives operating at low switching frequency. *IEEE Transactions On Industry Applications*, 27:574–581, 1991.
- [6] M.P. Kazmierkowski and L. Malesani. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 45:691–700, 1998.
- [7] Leonhard. *Control of Electrical Drives*. Spriengler, Berlin-Heiderlberg-New York, 1990.
- [8] Mario Macri. Apunte de la cátedra máquinas eléctricas II de ensayos de IM.
- [9] Akira Nabae, Stoshi Ogasawara, and Hirofumi Akagi. A novel control scheme for current-controlled PWM inverters. *IEEE Transactions On Industry Applications*, IA-22:697–701, 1986.
- [10] Chee-Mun Ong. *Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink*. Prentice Hall Ptr, 1998.
- [11] M. Rahman, T.S. Radwan, A.M. Osheiba, and A.E. Lashine. Analysis of current controllers for voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44:477–485, 1997.
- [12] Sobrevila. *Cons. Industrial de la Energía Eléctrica, Tomo I Y II*.

- [13] Peter Vas. *Vector Control of AC Machines*. Oxford Science Publications, 1990.
- [14] Peter Vas. *Electrical Machines and Drives - A Space Vector Theory Approach*. Oxford Science Publications, 1992.

Appendix A

Apendice Vectores Espaciales

Existen varios métodos para estudiar el comportamiento transitorio de las máquinas eléctricas, por ejemplo, el calculo matricial y el método vectorial. El método vectorial es un método simple y preciso, el cuál permite visualizar los fenómenos físicos que explican el funcionamiento de las máquinas eléctricas. Debido a estas cualidades, en esta tesis se utilizará el método vectorial.

A.1 Bobina orientada

El valor instantáneo de la corriente en una bobina produce una fuerza magnetomotriz (f.m.m.) dada por:

$$F = Ni \tag{A.1}$$

donde

N número de vueltas de la bobina

La f.m.m. producida por la bobina tiene una dirección bien definida en el espacio, esta tiene la misma dirección que el eje magnético de la bobina. De esta manera, se puede interpretar a la f.m.m. como un vector. Haciendo esto, se pueden aplicar las leyes del álgebra vectorial y reescribir la ecuación A.1:

$$\Theta = Ni \tag{A.2}$$

El vector i es colineal con el eje magnético de la bobina. La dirección del vector de corriente es claramente definida por la posición de la bobina. La magnitud de este vector es igual al valor instantáneo de la corriente en la bobina. La corriente puede ser puramente senoidal o combinada con armónicas o también con componente continua, considerando así el caso transitorio.

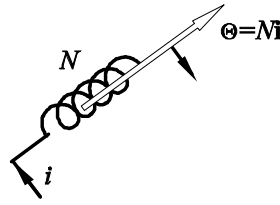


Figure A.1: Bobina orientada.

A.2 Sistemas trifásicos

Analizando un sistema trifásico, por ejemplo, el motor de inducción de corriente alterna trifásico, se encuentra que las bobinas de su estator para cada una de las fases representan bobinados como el descrito en la sección anterior. Generalmente, se realiza la suposición que la distribución del campo y de la f.m.m. son señales senoidales y que la fase de cada uno de los bobinados están simétricamente distribuidos a lo largo del estator. Esta suposición es ampliamente utilizada en el estudio de máquinas eléctricas y simplifica los cálculos.

Si las corrientes en cada una de las fases del estator de un motor son i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} , se pueden definir un vector espacial para cada una de las corrientes, siendo estos \mathbf{i}_{sa} , \mathbf{i}_{sb} e \mathbf{i}_{sc} . Sumando estos tres vectores se obtiene un vector resultante \mathbf{i} :

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_{sa} + \mathbf{i}_{sb} + \mathbf{i}_{sc} \quad (\text{A.3})$$

Dado que el vector \mathbf{i} está confinado a un plano, se puede utilizar el método de números complejos para definirlo. De tal manera, al vector \mathbf{i} se lo puede descomponer en versores de la siguiente manera:

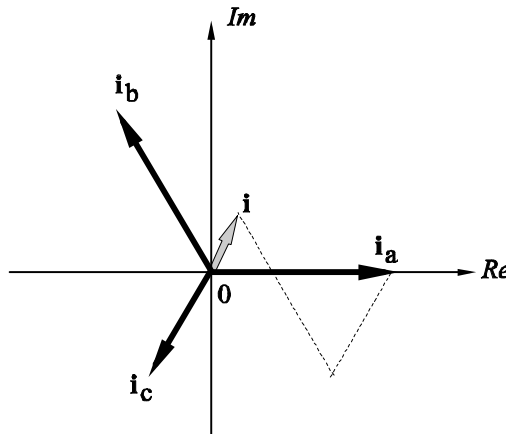


Figure A.2: Vector espacial total del sistema trifásico.

De la figura A.2, el vector \mathbf{i}_b es:

$$\mathbf{i}_b = i_{sb}e^{j120^\circ} = i_{sb}a$$

donde

$$a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

De la misma manera se puede expresar \mathbf{i}_c es:

$$\mathbf{i}_c = i_{sc}e^{j240^\circ} = i_{sc}a^2$$

donde

$$a^2 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

Reescribiendo la ecuación A.3 se obtiene:

$$\mathbf{i} = i_{sa} + ai_{sb} + a^2i_{sc} \quad (\text{A.4})$$

Finalmente, definiendo el vector de corriente estatórica del motor de inducción:

$$\mathbf{i}_s = \frac{2}{3} (i_{sa} + ai_{sb} + a^2i_{sc}) \quad (\text{A.5})$$

La necesidad de esta última definición del vector de corriente trifásico es debido a que en maquinas polifásicas de m fases, la f.m.m. es $m/2$ veces la f.m.m. de una máquina de un solo bobinado. De tal manera, se debe aplicar un factor de corrección de $2/3$ para obtener el vector de corriente de una fase de una máquina trifásica.

A.3 Tensión generada por un inversor de tensión

Los motores de inducción de corriente alterna se pueden alimentar de diferentes maneras. La forma más tradicional es conectarlo directamente a la línea de provisión trifásica. En esta configuración, es imposible realizar un control sobre el mismo. Para que esto sea posible, se suele utilizar un inversor de tensión. Un inversor de tensión es un dispositivo formado básicamente por llaves que conmutan en función de las señales de control, generando así las tensiones necesarias para el funcionamiento del motor. La estructura básica del inversor de tensión se muestra en la figura A.3.

La tensión aplicada al motor depende de las llaves que estén accionadas. La condición $S1 = S4 = ON$, $S2 = S5 = ON$ y $S3 = S6 = ON$ están prohibidas ya que cortocircuitarían a la fuente de alimentación. La frecuencia de conmutación está limitada por la frecuencia máxima de conmutación de las llaves y la transición de estado de cada una de las ramas, por ejemplo, de la condición $S1 = ON$ y $S4 = OFF$ a $S1 = OFF$ y $S4 = ON$ debe ser realizada con un tiempo muerto para que las llaves se recuperen. Este tiempo también lo especifica el fabricante del inversor.

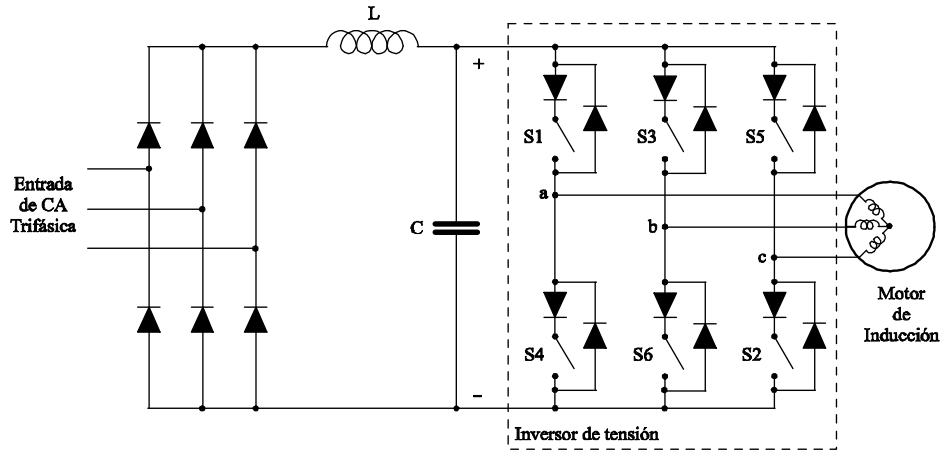


Figure A.3: Digrma básico de conexión de un inversor de tensión.

Los posibles estados del inversor generan las siguientes señales en los bornes del motor:

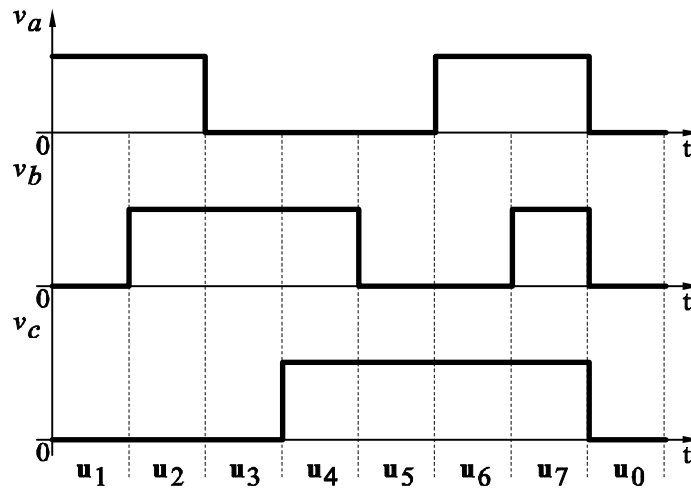


Figure A.4: Señales generadas por el inversor en todos sus estados válidos.

Cada uno de los estados del inversor se puede interpretar como un vector espacial de tensión.

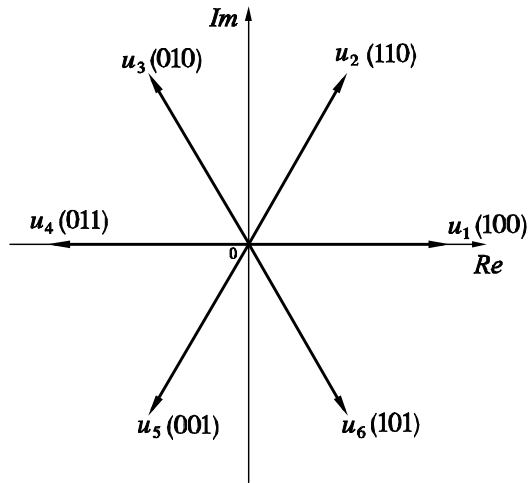


Figure A.5: Vectores espaciales generados.

En la figura A.5 se muestran todos los vectores espaciales que el inversor puede generar. Junto al nombre del vector espacial aparece la condición del inversor que lo genera. Por ejemplo, en el caso de u_5 , la condición es (001), lo que significa que $S1 = S2 = OFF$ y $S3 = ON$. De la misma manera se pueden expresar los otros vectores espaciales.


```
ERROR: undefined
OFFENDING COMMAND:

STACK:
```